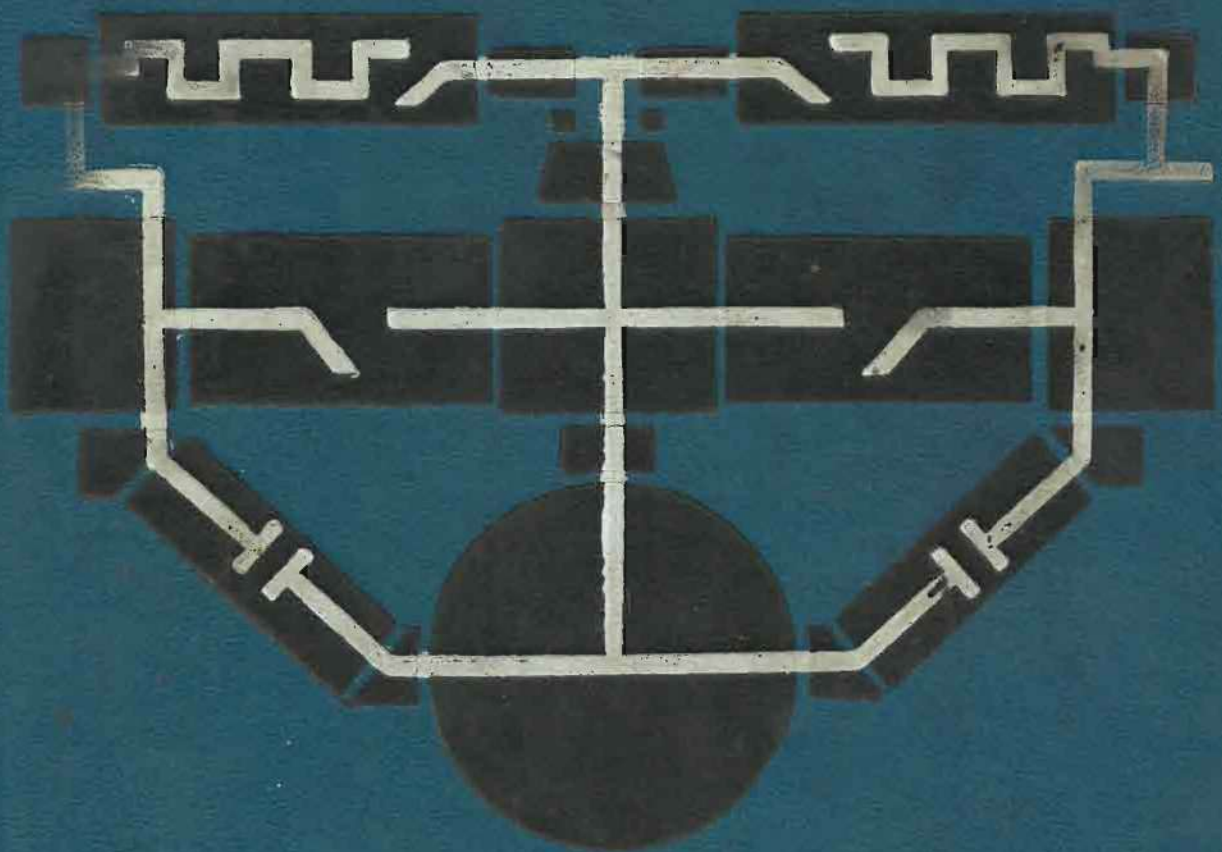
G. HORTOPAN

APARATE ELECTRICE



MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

G. HORTOPAN

APARATE ELECTRICE 194

TEORIE, PROIECTARE, ÎNCERCĂRI

Ediția a doua

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ — BUCUREȘTI

APARATE ELECTRICE

Redactor : dr. ing. LUCIA PANTELIMON

Tehnoredactor : ILINCA PROSAN

Coperta de : MONICA MOISESCU

PREFAȚA LA EDIȚIA A DOUA

Prezentul volum conține lecțiile de aparate electrice de comutație, predate studenților Facultății de electrotehnică a Institutului politehnic București.

Aceste lecții se referă atît la teoria și încercările aparatelor electrice, cît și la calculul și proiectarea acestora. Față de ediția precedentă, materia a fost sensibil reconsiderată, insistîndu-se pe aspectele de principiu și pe calculele aplicative. Capitolele în care se expun procesele fizice de bază (comutația, încălzirea, forțele electrodinamice, forțele electromagnetice, arcul electric, contactele electrice) sînt însoțite de anexe de calcul și de probleme reprezentative pentru formarea deprinderii calculului în domeniul specific aparatelor electrice.

Capitolele în care se tratează aspectele aplicative (aparatele de înaltă tensiune, aparatele de joasă tensiune, încercările aparatelor electrice de comutație), cuprind, pe lîngă aspectele funcționale, numeroase exemple de calcul care privesc părți dintr-un aparat sau aparate în ansamblu. În cadrul capitolului de încercări s-a tratat mai ales tehnica echipamentului și a măsurărilor specifice care asigură cerințele de calitate ale aparatelor electrice.

Lucrarea se adresează în egală măsură atît studenților, cît și inginerilor care lucrează în întreprinderi electrotehnice, în unități de exploatare electroenergetică, sau care recepționează echipament electric.

AUTORUL

CUPRINS

1. **INTRODUCERE** 15

2. **PROCESE FUNDAMENTALE DE COMUTAȚIE** 19

2.1. *Procese de conectare*

2.1.1. Conectarea unui circuit cu rezistență și inductivitate la o sursă de curent alternativ 19

2.1.2. Expresiile curentului de scurtcircuit apropiat 24

2.1.3. Evaluarea impedanțelor 26

2.1.4. Calculul curenților de scurtcircuit asimetric 29

2.1.5. Conectarea unui circuit cu rezistență și capacitate la o sursă de curent alternativ 32

2.1.6. Conectarea unui circuit serie cu rezistență, inductivitate și capacitate la o sursă de curent alternativ 35

2.2 Procese de deconectare 39

2.2.1. Expresia tensiunii oscilante de restabilire; soluție completă 39

2.2.2. Soluție simplificată 43

2.2.3. Parametrii tensiunii oscilante de restabilire 44

2.2.4 Modelarea proceselor de comutație 46

2.3. *Probleme* 51

2.4. *Anexe de calcul* 52

3. **ÎNCĂLZIREA APARATELOR ELECTRICE** 55

3.1. *Stabilitatea termică a aparatelor electrice* 55

3.1.1. Limite de temperatură 56

3.1.2. Curenți de stabilitate termică 58

3.2. *Cedarea căldurii* 58

3.2.1. Cedarea căldurii prin radiație 59

3.2.2. Cedarea căldurii prin conductivitate 60

3.2.3. Cedarea căldurii către gaze și lichide 61

3.3. *Cîmpul de temperatură, în regim permanent, în medii fără surse* 64

3.3.1. Medii solide limitate de plane paralele 64

3.3.2. Medii solide limitate de pereți cilindrici 65

3.4. *Cîmpul de temperatură, în regim permanent, în medii cu surse* 67

3.4.1. Conductor sub formă de bandă 67

3.4.2. Conductor de secțiune circulară 70

3.5. *Regimul termic al conductorului drept, cu secţiune constantă* 72
3.5.1. Temperatura constantă în lungul conductorului 73
3.5.2. Determinarea încălzirii pe care experimentală 78
3.5.3. Încărcare intermitentă 79
3.5.4. Efectul de capăt în regim permanent 81
3.5.5. Încălzirea locului îngust 82
3.5.6. Cîmpul de temperatură în conductorul a cărui suprafaţă frontală se încălzeşte prin arc electric 83
3.5.7. Încălzirea conductoarelor la curenţii de scurtcircuit 86
3.5.8. Efectul pelicular şi efectul de proximitate 93
3.5.9. Încălzirea conductoarelor izolate 96
3.6. *Încălzirea bobinelor* 98
3.7. *Probleme* 100

4. FORŢE ELECTRODINAMICE 101
4.1. *Relaţii generale de calcul* 101
4.1.1. Forţa lui Laplace 102
4.1.2. Teoremele forţelor generalizate în cîmpul magnetic 104
4.1.3. Tensiuni Maxwelliene în cîmpul magnetic 105
4.2. *Forţe exercitate în conductoare filiforme* 105
4.2.1. Consideraţii generale 105
4.2.2. Conductoare rectilinii, paralele de lungime infinită 108
4.2.3. Conductoare rectilinii, paralele, de lungime finită 109
4.2.4. Forţa exercitată între un conductor şi un perete feromagnetic . . . 111
4.2.5. Forţa exercitată asupra unui conducător plasat într-o nişă feromagnetică 111
4.3. *Forţe exercitate între conductoare cu secţiune transversală finită* 112
4.3.1. Conductoare paralele, drepte, cu secţiune circulară 112
4.3.2. Conductoare dispuse în L şi U 113
4.3.3. Conductoare paralele, drepte, cu secţiune dreptunghiulară 118
4.4. *Forţe exercitate în bobine* 121
4.4.1. Forţele radială şi tangenţială într-o spiră 122
4.4.2. Forţe exercitate între spire 123
4.4.3. Forţe exercitate asupra unei spire dintr-o bobină 124
4.4.4. Forţe exercitate între bobine 125
4.5. *Forţe electrodinamice în instalaţii de curent alternativ* 126
4.5.1. Instalaţii de curent alternativ monofazat 126
4.5.2. Instalaţii de curent alternativ trifazat; regimul stabilizat 128
4.5.3. Instalaţii de curent alternativ trifazat; regimul tranzitoriu 132
4.6. *Forţe electrodinamice în sisteme trifazate cu bare ecranate* 134
4.6.1. Procese de ecranare 136
4.6.2. Scurtcircuitul bipolar 139
4.6.3. Scurtcircuitul tripolar 140
4.7. *Rezonanţa barelor colectoare* 141
4.7.1. Excitaţia mecanică treaptă a unei bare 141
4.7.2. Excitaţia sinusoidală 142
4.7.3. Solicitarea admisibilă a izolatoarelor 145
4.8. *Probleme.* 146

5. FORȚE ELECTROMAGNETICE; ELECTROMAGNEȚI 148
5.1. *Domenii de utilizare* 148
5.2. *Electromagneți de curet continuu* 149
5.2.1. Caracteristica statică 149
5.2.2. Relații energetice 151
5.2.3. Circuite magnetice echivalente 154
5.2.4. Permeanțe în aer 161
5.2.5. Relații generale ale forțelor electromagnetice 169
5.2.6. Forțe dezvoltate de principalele tipuri de electromagneți 172
5.2.7. Factorul de dispersie și forța dezvoltată de electromagnet 178
5.2.8. Regimul dinamic al electromagnetului de curent continuu 180
5.2.9. Calculul și proiectarea electromagnetului de curent continuu 184
5.3. *Electromagneții de curent alternativ* 194
5.3.1. Teoria spirei în scurtcircuit la electromagneții monofazați 195
5.3.2 Curentul în bobina de excitație 209
5.3.3. Electromagnetul de curent alternativ trifazat 210
5.3.4. Proiectarea electromagnetului de curent alternativ 215
5.4. *Probleme* 221
5.5. *Anexe de calcul* 223

6. ARCUL ELECTRIC ÎN APARATE DE COMUTAȚIE 227
6.1. *Locul arcului electric în cadrul descărcărilor în gaze* 227
6.1.1. Mobilitatea purtătorilor de sarcină 229
6.1.2. Descărcarea automată 231
6.2. *Surse de purtători de sarcină în arcul electric* 235
6.2.1. Emisia termică 235
6.2.2. Emisia datorită cîmpului electric 237
6.2.3. Ionizarea termică 239
6.3. *Caracteristicile arcului electric.* 240
6.3.1. Arcul electric în curent continuu 240
6.3.2. Arcul electric în curent alternativ 243
6.3.3. Arcul electric în regim dinamic 244
6.3.4. Teoria modelului cilindric al arcului electric 247
6.3.5. Efectul Pinch ; ejecția de plasmă 254
6.3.6. Principiul minimului 257
6.4. *Teoria întreruperii în aparatele de comutație* 260
6.4.1. Întreruperea arcului de curent continuu 260
6.4.1.1. Întreruperea arcului într-un circuit cu rezistență pură 265
6.4.1.2. Întreruperea arcului într-un circuit cu inductivitate 260
6.4.1.3. Întreruperea circuitelor cu motoare de curent continuu 263
6.4.1.4. Observații privind stingerea arcului de curent continuu 263
6.4.2. Întreruperea arcului de curent alternativ 265
6.4.2.1. Condiții calitative 265
6.4.2.2. Condiții cantitative 270
6.4.2.3. Starea catodului 275
6.4.3. Fenomene de reacție între arcul electric și rețea 276
6.4.3.1. Stingerea arcului la trecerea curentului prin zero 276

6.4.3.2. Instabilitatea arcului la deconectarea sarcinilor mici inductive . . . 279
6.5. *Medii de stingere şi principii de stingere* 282
6.5.1. Medii de stingere 282
6.5.2. Principii folosite la activarea stingerii arcului electric 285
6.5.2.1. Expandarea 285
6.5.2.2. Jetul 287
6.5.2.3. Efectul de electrod 289
6.5.2.4. Principiul deion asociat cu suflajul magnetic 290
6.5.2.5. Vidul 292
6.5.2.6. Combinaţii 293
6.6 *Probleme* 293
6.7. *Anexe de calcul* 294

7 **CONTACTE ELECTRICE** 299
7.1. *Procese fizice în contacte electrice* 299
7.1.1. Contacte cu atingere metalică 300
7.1.2. Contacte cu atingere cvasimetalică 300
7.1.3. Contacte cu peliculă disturbatoare 301
7.2. *Teoria contactelor cu atingere metalică* 302
7.2.1. Rezistenţa de stricţiune a locului de contact sferic 304
7.2.2. Rezistenţa de stricţiune a locului de contact elipsoid 305
7.2.3. Dependenţe între forţa de apăsare şi rezistenţa contactului punctiform 307
7.2.4. Rezistenţa de stricţiune multiplă (a contactelor plane) 309
7.2.5. Încălzirea contactelor electrice în regim permanent 313
7.2.5.1. Dependenţa între încălzirea contactului şi căderea de tensiune . . 313
7.2.5.2. Dependenţa între forţa de apăsare a contactului punctiform şi temperatură 316
7.2.5.3. Cîmpul de temperatură al contactelor electrice 318
7.2.6. Încălzirea contactelor în regim de scurtă durată 321
7.2.6.1. Regimul adiabatic 321
7.2.6.2. Regimul de injecţie al puterii dezvoltate în contact 322
7.2.7. Dependenţa rezistenţei de stricţiune de încălzirea contactului . . . 327
7.2.8. Forţa de respingere în contactul simetric 328
7.3. *Comportarea contactelor la arcul electric* 332
7.4. *Materiale pentru contacte* 334
7.4.1. Condiţii de exploatare 334
7.4.2. Alegerea materialului 335
7.5. *Forma constructivă a contactelor* 341
7.6. *Vibraţia contactelor* 348
7.6.1. Vibraţia fină 348
7.6.2. Vibraţia brută 350
7.7. *Probleme* 352
7.8. *Anexe* 354
7.8.1. Deducerea relaţiei (7.56, *b*) 354
7.8.2. Analogie între cîmpul electric într-un mediu conductor şi cîmpul electrostatic 355
7.8.3. Analogie între legea lui Fourier şi legea lui Ohm. 356

8. APARATE DE COMUTAȚIE DE ÎNALTĂ TENSIUNE 357
8.1. *Întreruptorul de putere de înaltă tensiune* 357
8.1.1. Caracteristici 357
8.1.2. Clasificare 360
8.13. Comportarea în expoatare 361
8.1.3.1. Deconectarea unei sarcini inductive trifazate 362
8.1.3.2. Deconectarea sarcinilor mici inductive 368
8.1.3.3. Deconectarea circuitelor care alimentează motoare de înaltă tensiune372
8.1.3.4. Deconectarea sarcinilor capacitive 375
8.1.3.5. Deconectarea liniilor în gol 377
8.1.3.6. Conectarea liniilor în gol 384
8.1.3.7. Deconectarea în opoziție de fază 385
8.1.3.8. Defectul kilometric 387
8.1.3 9. Deconectarea unui scurtcircuit la bornele transformatorului . . 393
8.1.3.10. Defectul evolutiv 394
8.1.3.11. Rolul întreruptoarelor rapide în asigurarea stabilității sistemelor energetice 394
8.1.4. Întreruptoare cu lichid 397
8.1.4.1. Întreruptoare cu ulei 399
8.1.4.2. Întreruptoare cu apă 419
8.1.5. Întreruptoare cu jet de gaz 420
8.1.5.1. Refularea arcului electric la întreruptoarele cu jet de gaz . . . 420
8.1 5.2. Viteza w la intrarea în ajutaj 421
8.1.5.3. Rezistențe de șuntare 427
8.1.5.4. Soluții constructive pentru întreruptorul cu aer comprimat . . 430
8.1.5.5. Întreruptorul cu hexafluorură de sulf 436
8.1.6. Întreruptoare de medie tensiune cu stingere la presiune atmosferică . . 442
8.1.7. Întreruptoare cu vid 451
8.2. *Separatoare* 455
8.2.1. Separatoare de medie tensiune 456
8.2.2. Separatoare de înaltă tensiune 457
8.2.3. Separatoare de foarte înaltă tensiune 460
8.3. *Separatorul de sarcină* 461
8.1.3. Principiul de funcționare al camerei plate 463
8.3.2. Principiul de funcționare al camerei tubulare 463
8.4. *Siguranțe fuzibile* 467
8.4.1. Utilizare 467
8.4.2. Funcționarea la scurtcircuit; caracteristica de limitare 468
8.4.3. Caracteristica la suprasarcină; caracteristica de protecție 475
8.4.4. Supratensiunea de comutație 478
8.4.5. Indicații pentru proiectare 481
8.5. *Acționarea aparatelor de înaltă tensiune* 486
8.5.1. Comanda cu acumulare de energie în resort 488
8.5.2. Comanda cu solenoid (electromagnet) 492
8.5.3. Comanda cu aer comprimat 493
8.5.4. Comanda oleopneumatică 499

8.5.5. Cinematica dispozitivelor de acționare 502
8.5.5.1. Cinematica dispozitivelor de acționare frecvente 502
8.5.5.2. Ecuația mișcării contactului mobil 505
8.5.5.3. Calculul resoartelor la un întrerupător cu ulei 508
8.5.5.4. Frînarea echipajului mobil 510
8.6. *Izolația aparatelor electrice de înaltă tensiune* 514
8.6.1. Nivelul de ținere al izolației 515
8.6.2. Tensiunea de ținere ca fenomen probabilist, riscul de degradare a izolației 516
8.6.3. Tensiuni de calcul pentru izolații 518
8.6.4. Determinarea distanțelor disruptive 519
8.7. *Eclatoare și descărcătoare* 530
8.7.1. Eclatoare 530
8.7.2. Descărcătoare electrice 532
8.7.2.1. Descărcătorul cu rezistență variabilă 533
8.7.2.2. Descărcătorul tubular 537
8.7.2.3. Descărcătorul cu suflaj magnetic 539
8.8. *Calculul preliminar al unui separator de mare tensiune* 541

9. APARATE ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE 550
9.1. *Contactorul* 550
9.1.1. Construcția și cinematica contactorului 551
9.1.2. Acționarea contactorului; contactorul cu relee 557
9.1.3. Polii contactorului 560
9.1.4. Clase de contactoare și regimuri de funcționare 563
9.1.5. Gradul de utilizare al unui contactor 565
9.1.6. Contactoare statice 571
9.1.7. Breviar de calcul 576
9.2. *Întreruptorul de putere* 577
9.2.1. Schema bloc și caracteristici de protecție ale întreruptorului de putere de curent alternativ 577
9.2.2. Mecanismul întreruptorului 578
9.2.3. Polii întreruptorului 581
9.2.4. Întreruptoare de curent alternativ 585
9.2.5. Întreruptoare ultrarapide de curent continuu 597
9.3. *Declanșatoare și relee* 605
9.3.1. Declanșatoare directe de maximum de curent 606
9.3.2. Teoria protecției împotriva suprasarcinii cu ajutorul bimetalului . . 608
9.3.3. Releul termic cu bimetal 615
9.3.4. Combinații cu lama bimetal 617
9.3.5. Relee de temporizare 618
9.3.5.1. Releu de temporizare cu secundarul în scurtcircuit 618
9.3.5.2. Relee de temporizare electronice 622
9.3.6. Releu ampermetric de inducție 623
9.4 Protecția împotriva suprasarcinilor cu ajutorul termistoarelor 626
9.5. *Siguranța fuzibilă de joasă tensiune* 628
9.5.1. Construcție 629
9.5.2. Funcționarea la scurtcircuit 630

9.5.3. Funcționarea la suprasarcină 633
9.5.4. Selectivitatea 634
9.5.5. Calculul preliminar al unei siguranțe fuzibile de mare putere și joasă tensiune 637
9.6. *Echipamente electrice* 643
9.6.1. Demarajul motoarelor asincrone cu rotorul în colivie 643
9.6 2. Demarajul motorului asincron cu ajutorul schemei stea-triunghi . . . 643
9.6.3. Demarajul motorului asincron cu inele 647
9.6.4. Echipamentul motoarelor de curent continuu 647
9.6.5. Echipamente cu elemente logice 648
10. **ÎNCERCĂRILE APARATELOR ELECTRICE DE COMUTAȚIE** 651
10.1. *Încercările aparatelor electrice de joasă tensiune* 652
10.1.1. Stații de mare putere de curent alternativ 652
10.1.2. Determinarea factorului de putere al instalației 657
10.1.3. Măsurarea timpilor proprii de acționare 659
10.1.4. Predeterminarea curentului de încercare 660
10.1.5. Stație pentru încercarea aparatelor de curent continuu 661
10.1.6. Încercarea contactoarelor și întreruptoarelor la uzura electrică . . 661
10.2. *Încercările aparatelor electrice de înaltă tensiune* 663
10.2.1. Stații de încercări directe 663
10.2.1.1. Stații cu generator sincron 664
10.2.1.2. Stații cu alimentare din rețeaua de înaltă tensiune 670
10.2.2. Stații de încercări sintetice 672
10.2.2.1. Schema de încercări sintetice Weil-Dobke 672
10.2.2.2. Eficiența schemei Weil-Dobke 679
10.2.2.3. Alte scheme de încercări sintetice 683
10.2.3. Privire de ansamblu 687
10.2.4. Încercarea siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune în circuit oscilant 688
10.2.5. Determinarea caracteristicilor în gol și în sarcină la întreruptoarele de înaltă tensiune 690
10.2.6. Încercarea de funcționare a descărcătoarelor 692
10.3. *Echipament de măsură specific* 693
10.3.1. Divizorul de tensiune 694
10.3.1.1. Divizorul rezistiv 695
10.3.1.2. Divizorul capacitiv 697
10.3.1.3. Divizorul mixt paralel 698
10.3.1.4. Divizorul rezistiv cu ecran 698
10.3.1.5. Influența liniei de racord 700
10.3.1.6. Criterii de calitate 703
10.3.2. Șunturi 705
10.3.2.1. Timpul de răspuns intrinsec al șuntului 706
10.3.2.2. Timpul de răspuns al instalației de măsură 708
10.3.3. Producerea excitației treaptă 712
11. Date auxiliare pentru calcule 714

1

INTRODUCERE

Legătura între centrele de producere a energiei electrice şi receptoarele de energie electrică se stabileşte prin intermediul liniilor şi reţelelor de transmisie şi distribuţie a energiei electrice. Ţinînd seama de condiţiile de exploatare şi protecţie, legătura menţionată nu este rigidă, ci se realizează prin intermediul aparatelor de comutaţie. Rolul funcţional al aparatelor de comutaţie este de *a stabili* şi *întrerupe circuite electrice*, în condiţii de funcţionare normale în vederea asigurării unei anumite distribuţii de energie într-un sistem energetic. De asemenea, aparatele de comutaţie trebuie să deconecteze linii de transmisie sau porţiuni dintr-o reţea în cazul apariţiei unor avarii, cum sînt scurtcircuitele. În acest caz aparatele de comutaţie au şi rolul funcţional de *aparate de protecţie*, în sensul că deconectarea la timp a unui defect limitează efectele termice şi electrodinamice ale curenţilor de scurtcircuit într-o reţea electrică.

Ceea ce caracterizează procesele de comutaţie atît la închiderea, cît mai ales la deschiderea unui circuit este faptul că procesele menţionate se realizează prin intermediul arcului electric. Prezenţa arcului electric se face simţită în aparatele cu *comutaţie mecanică*, adică la care închiderea sau deschiderea circuitelor se realizează prin deplasarea mecanică a unei piese metalice, care constituie elementul mobil al unui contact electric. Este de la sine înţeles că existenţa arcului electric în aparatele de comutaţie conduce la solicitări suplimentare de natură termică şi că aceste solicitări se limitează reducînd la minimum durata arcului electric.

Dezvoltarea dispozitivelor electronice şi mai ales a dispozitivelor semiconductoare de tipul tiristor, permite să se realizeze şi în domeniul curenţilor tari o *comutaţie statică*, fără arc electric. Deşi utilizarea comutaţiei statice în domeniul curenţilor intenşi este în plină extindere, stadiul actual al tehnologiei impune limite economice pentru dispozitivele din această categorie.

Obiectul cursului de aparate electrice este de a prezenta principalele procese fizice care au loc în aparatele de comutaţie, de a stabili solicitările termice, electrodinamice şi dielectrice la care sînt supuse aceste aparate şi de a prezenta indicaţii pentru calculul de dimensionare al aparatelor sau elementelor de aparate.

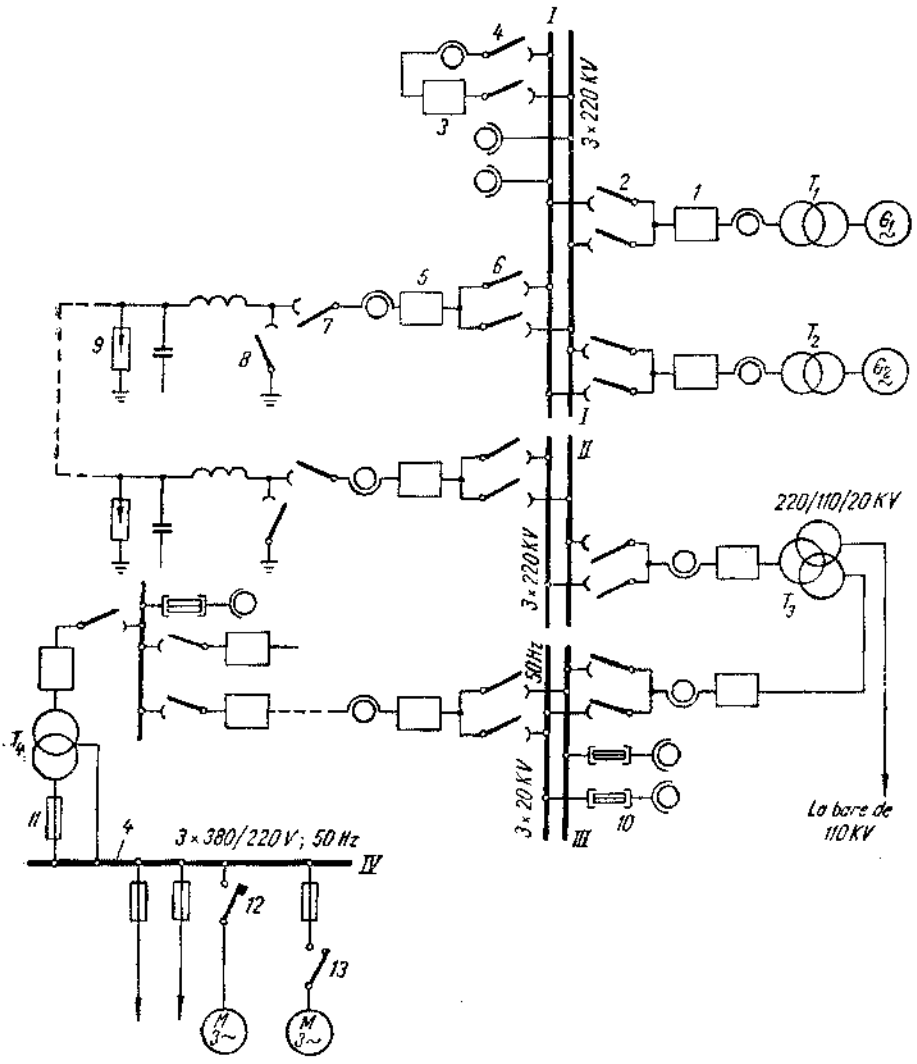


Fig. 1.1. Relativ la rolul funcțional al aparatelor de comutație.

În consecință, în primele capitole ale lucrării se vor trata procesele fizice și elementele comune tuturor aparatelor (comutație, încălzire, forțe electrodinamice, electromagneți, contacte electrice, arc electric), iar în următoarele capitole se vor trata aparatele electrice ca ansamble funcționale (aparate de înaltă tensiune, aparate de joasă tensiune).

Înainte de a trece la tratarea, în detaliu, a fiecărui capitol este util a se cunoaște rolul funcțional al principalelor aparate de comutație în cadrul schemei electrice din figura 1.1, care se referă la producerea, transferul și distribuția energiei electrice, după cum urmează:

— *Întreruptorul de putere de înaltă tensiune*, notat cu reperul *1*, are rolul de a închide, suporta și deschide curenți normali de funcționare precum și curenți anormali cum sînt curenții de scurtcircuit. Deci întreruptorul de putere este în același timp atît aparat de comutație, cît și aparat de protecție.

— *Separatorul de înaltă tensiune*, notat cu reperul *2*, este un aparat de comutație mecanică destinat a închide și deschide circuite fără sarcină și care în poziția deschis asigură, în mod vizibil, distanțe prescrise între elementele de contact. Acest aparat joacă un rol important în asigurarea protecției personalului de serviciu al centralelor și stațiilor electrice.

— *Întreruptorul de putere de înaltă tensiune al cuplei* transversale este notat cu reperul *3*.

— *Separatorul de înaltă tensiune al cuplei* transversale este notat cu reperul *4*.

— *Întreruptorul de putere al liniei* este notat cu reperul *5*.

— *Separatorul de înaltă tensiune la sistemul de bare* I este notat cu reperul *6*.

— *Separatorul de linie* este notat cu reperul *7*.

— *Separatorul pentru punerea la pămînt* a liniei, este notat cu reperul *8*.

— *Descărcătorul cu rezistență variabilă*, notat cu reperul *9*, are rolul de a conduce supratensiunile atmosferice la pămînt și deci de a limita solicitarea dielectrică în întreaga instalație.

— *Siguranța fuzibilă de înaltă tensiune*, notată cu reperul *10*, are rolul de a întrerupe circuitul, prin topirea unor elemente fuzibile, cînd acestea sînt parcurse de curenți care depășesc valori prescrise. Siguranța fuzibilă este în același timp și aparat de protecție.

— *Siguranță fuzibilă de joasă tensiune*, notată cu reperul *11*, are același rol funcțional ca siguranța de înaltă tensiune, dar este de o construcție diferită de a acesteia.

— *Întreruptorul de putere de joasă tesiune* este notat cu reperul *12*.

— *Contactorul de joasă tensiune*, notat cu reperul *13*, este un aparat capabil să închidă, să suporte și să deschidă curenți normali de exploatare cum sînt curenții în regim nominal și cei de pornire, care apar la conectarea la rețea a motoarelor electrice.

Tehnica aparatajului electric de comutație a parcurs o evoluție condiționată de doi factori principali. Primul factor se referă la producerea energiei electrice în cantități din ce în ce mai mari, interconectarea rețelelor și folosirea energiei electrice în măsură tot mai mare, atît pentru scopuri industriale, cît și pentru scopuri casnice. De aci a apărut necesitatea de a construi aparate capabile să comute circuite parcurse de curenți în game de curenți și tensiuni extrem de extinse. Astfel curenții nominali pot fi cuprinși între 0,1 A și 6 kA, iar tensiunile nominale pot fi cuprinse între 24 V și 1 000 kV. Astăzi unele aparate de comutație sînt uzinate în serie, iar altele în proporție de masă. Al doilea factor care a avut un rol decisiv în dezvoltarea tehnicii aparatajului

electric a fost perfecționarea tehnologiei și mai ales progresul realizat în domeniul fizicii arcului electric și contactelor electrice. Pe măsura obținerii, în aceste domenii, de noi informații, acestea s-au aplicat în calculul, proiectarea și tehnologia aparatelor electrice de comutație.

Caracteristic în tehnica aparatelor electrice este necesitatea stringentă de a încerca și verifica un aparat de comutație realizat pe baza unor calcule de proiectare. Această necesitate rezultă din faptul că în genere, în aparat se dezvoltă un arc electric, fenomen fizic deosebit de dificil de cuprins în relații de calcul. Stațiile de încercări trebuie să dispună de parametrii de natură să reproducă solicitările la care sînt supuse aparatele electrice în rețele, la funcționarea normală sau în caz de avarie. Sursele de energie utilizate în acest scop produc curenți intenși de ordinul 10÷600 kA în scopul verificării stabilităților termice și electrodinamice și tensiuni la frecvența industrială și de impuls pînă la cîțiva MV. Este de la sine înțeles că, în asemenea condiții, în costul unui aparat electric amortizarea instalațiilor de încercare intră cu o pondere importantă.

2

PROCESE FUNDAMENTALE DE COMUTAȚIE

La închiderea și deschiderea circuitelor, cu ajutorul aparatelor electrice de comutație, apar tensiuni și curenți care diferă de tensiunile și curenții din regimurile staționare sau cvasistaționare permanente. Aceste regimuri creează condiții deosebite de solicitare a aparatelor de comutație, condiții care trebuie cunoscute în scopul dimensionării corecte a aparatelor.

În tratarea ce urmează se vor considera numai cazurile reprezentative și schematizate întîlnite în tehnica curenților tari. În această etapă nu se ține seama de apariția arcului electric la conectarea sau deconectarea aparatelor electrice; stabilirea contactului și întreruperea lui se consideră instantanee, iar elementele schemei se presupun concentrate. Aceste ipoteze simplificatoare servesc mai ales la înțelegerea noțiunilor de tensiune de restabilire și curent de scurtcircuit, noțiuni utile la stabilirea solicitărilor la care este supus un aparat electric de comutație.

2.1. PROCESE DE CONECTARE

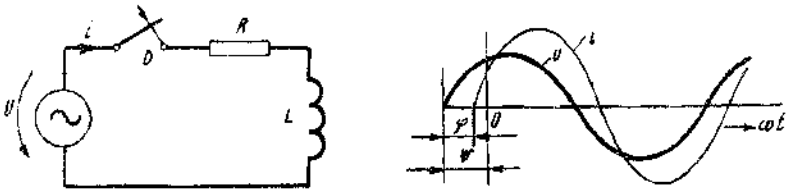
2.1.1. Conectarea unui circuit cu rezistență și inductivitate la o sursă de curent alternativ

Dacă închiderea întreruptorului D, în figura 2.1, *a*, are loc la un unghi ψ, după trecerea prin zero a tensiunii alternative u, așa cum se indică în figura 2.1, *b*, pentru determinarea regimului tranzitoriu al curentului este valabilă relația

$$u=\hat{U}\sin(\omega t+\psi)=Ri+L\frac{di}{dt}$$

sau

$$\hat{U}\sin\omega t\cos\psi+\hat{U}\cos\omega t\sin\psi=Ri+L\frac{di}{dt}. \qquad (2.1)$$



a) b)

Fig. 2.1. Conectarea unui circuit R, L la o sursă de c.a.

Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (2.1) se obține

$$U\cos\psi\frac{\omega}{\omega^2+p^2}+U\sin\psi\frac{p}{\omega^2+p^2}=R\mathfrak{L}i+pL\mathfrak{L}i$$

sau

$$\mathfrak{L}i=\frac{U}{L}\cos\psi\frac{\omega}{\omega^2+p^2}\cdot\frac{1}{p+\frac{R}{L}}+\frac{U}{L}\sin\frac{p}{p^2+\omega^2}\frac{1}{p+\frac{R}{L}},$$

Cu notațiile

$$T=\frac{L}{R};\quad A(p)=\frac{U}{L}\cos\psi\frac{\omega}{\omega^2+p^2}\cdot\frac{1}{p+\frac{R}{L}};\quad B(p)=\frac{U}{L}\sin\psi\frac{p}{p^2+\omega^2}\frac{1}{p+\frac{R}{L}}$$

se obține

$$\mathfrak{L}i=A(p)+B(p). \tag{2.2}$$

Folosind teorema Borel (a înfășurării) se obține succesiv

$$\mathfrak{L}^{-1}\{A(p)\}=\frac{U}{L}\cos\psi\int_0^t\sin\omega\tau\cdot e^{-\frac{t-\tau}{T}}d\tau=\frac{U}{L}\cos\psi e^{-\frac{t}{T}}\int_0^t e^{\frac{\tau}{T}}\sin\omega\tau d\tau=$$

$$=\frac{U}{L}\cos\psi e^{-\frac{t}{T}}\left|\frac{e^{\frac{\tau}{T}}\left(\frac{1}{T}\sin\omega\tau-\omega\cos\omega\tau\right)}{\omega^2+\frac{1}{T^2}}\right|_0^t.$$

$$\mathfrak{L}^{-1}\{A(p)\}=\frac{U}{L}\cos\psi\frac{\frac{R}{L}\sin\omega t-\omega\cos\omega t+\omega_e e^{-\frac{t}{T}}}{\omega^2+\frac{R^2}{L^2}},$$

$$\mathfrak{L}^{-1}\{A(p)\}=\frac{U}{L}\cdot\frac{L^2}{\omega^2L^2+R^2}\cos\psi\left(\frac{R}{L}\sin\omega t-\omega\cos\omega t+\omega_e e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Dacă se notează

$$\varphi=\text{arc tg}\frac{\omega L}{R};\quad \sin\varphi=\frac{\omega L}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}};\ \cos\varphi=\frac{R}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}$$

se obține

$$\mathcal{L}^{-1}\{A(p)\}=\frac{U}{R^2+L^2\omega^2}\left(\sin\omega t\cos\varphi\cos\psi-\cos\omega t\sin\varphi\cos\psi+\right.$$

$$\left.+\sin\varphi\cos\psi e^{-\frac{t}{T}}\right). \tag{2.3}$$

În mod similar

$$\mathcal{L}^{-1}\{B(p)\}=\frac{U}{L}\sin\psi\int_0^t e^{-\frac{t-\tau}{T}}\cos\omega\tau\,d\tau=\frac{U}{L}\sin\psi e^{-\frac{t}{T}}\int_0^t e^{\frac{\tau}{T}}\cos\omega\tau\,d\tau=$$

$$=\frac{U}{L}\sin\psi e^{-\frac{t}{T}}\left|\frac{e^{\frac{\tau}{T}}\left(\frac{1}{T}\cos\omega\tau+\omega\sin\omega\tau\right)}{\omega^2+\frac{1}{T^2}}\right|_0^t=$$

$$=\frac{U}{L}\cdot\frac{L^2}{R^2+L^2\omega^2}\sin\psi\left(\frac{R}{L}\cos\omega t+\omega\sin\omega t-\frac{R}{L}e^{-\frac{t}{T}}\right),$$

$$\mathcal{L}^{-1}\{B(p)\}=\frac{U}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}\left[\cos\varphi\sin\psi\cos\omega t+\sin\varphi\sin\psi\sin\omega t-\right.$$

$$\left.-\cos\varphi\sin\psi e^{-\frac{t}{T}}\right]. \tag{2.4}$$

Funcția original este:

$$i=\mathcal{L}^{-1}\{A(p)\}+\mathcal{L}^{-1}\{B(p)\}=$$

$$=\frac{U}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}\left[\sin(\varphi-\psi)e^{-\frac{t}{T}}+\sin\omega t\cos(\varphi-\psi)-\cos\omega t\sin(\varphi-\psi)\right]$$

sau dacă se fac notațiile

$Z=\sqrt{R^2+L^2\omega^2}$ — impedanța circuitului;

$\frac{U}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}=I$ — valoarea de vîrf a curentului, componenta alternativă;

$\varphi-\psi=\alpha$ — diferența între unghiul de defazaj al circuitului și unghiul de conectare;

φ — unghiul de defazaj între tensiune și curent, în regim conectat; $0<\varphi<\frac{\pi}{2}$;

ψ — unghiul care corespunde stabilirii circuitului, măsurat de la trecerea prin zero a tensiunii.

Se obține curentul în regim tranzitoriu

$$i=\hat{I}\left[\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T}}+\sin(\omega t-\alpha)\right]. \tag{2.5}$$

Observație: Demonstrația relației (2.5) se poate face mai simplu ținînd seama că în regim tranzitoriu curentul i are un termen forțat $i_f(t)$ și un termen liber $i_l(t)$, deci

$$i=i_f(t)+i_l(t)=i_f(t)+Ae^{-\frac{t}{T}}.$$

Pentru $t=0$, $i_0=i_f(0)+A$.

În cazul practic al conectării unui circuit la o sursă de curent alternativ $i_0=0$ și $A=-i_f(0)$.

Termenul forțat este

$$i_f=\frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}\sin(\omega t+\psi-\varphi)=\hat{I}\sin(\omega t+\psi-\varphi)=\hat{I}\sin(\omega t-\alpha).$$

Constanta A a termenului liber este

$$A=-i_f(0)=-\hat{I}\sin(-\alpha)=\hat{I}\sin\alpha$$

și termenul liber este

$$i_l(t)=\hat{I}\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T}}.$$

Regimul de scurtcircuit. În calculul solicitărilor la care sînt supuse aparatele electrice, de cea mai mare importanță este aplicarea relației (2.5) în regim de scurtcircuit. În acest caz, Z este impedanța de scurtcircuit al circuitului. Din relația (2.5) rezultă cele două componente ale curentului, și anume:
componenta aperiodică (sau de curent continuu)

$$i_{cc}=\hat{I}\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T}}, \tag{2.6}$$

componenta periodică (sau de curent alternativ)

$$i_{ca}=\hat{I}\sin(\omega t-\alpha). \tag{2.7}$$

Cum în momentul $t=0$, $i=0$, rezultă că valoarea instantanee a componentei aperiodice este egală și de semn contrar cu valoarea instantanee a componentei periodice. În figura 2.2 s-a reprezentat forma curentului de scurtcir-

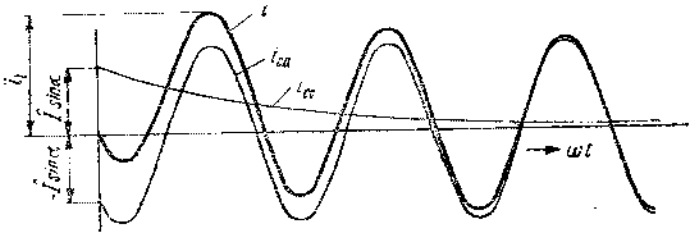


Fig. 2.2. Diagrama curentului de scurtcircuit îndepărtat pentru α oarecare.

cuit, conform relației (2.5). Valoarea maximă a curentului se numește curent de lovitură și se notează cu i_l. Valoarea curentului în regim permanent (la $t\to\infty$) este

$$i_{ca}=\hat{I}\ \sin\ (\omega t-\alpha)$$

și se reprezintă curentul de scurtcircuit de durată.

Dacă închiderea circuitului se face la trecerea curentului prezumat prin zero, adică dacă $\psi=\varphi$, rezultă că $\alpha=0$, iar expresia curentului de durată este

$$i_{ca}=\hat{I}\ \sin\ \omega t,$$

adică dispare componenta de curent continuu.

Dacă închiderea circuitului are loc la $\psi-\varphi=\alpha=\pi/2$, componenta de curent continuu are valoarea cea mai mare și curentul de lovitură are valoarea cea mai mare. În acest caz, conform relației (2.5), expresia curentului este

$$i=\hat{I}\left(e^{-\frac{t}{T}}-\cos\ \omega t\right) \tag{2.8}$$

Reprezentarea grafică a relației (2.8) este indicată în figura 2.3. În acest regim ($\alpha=\pi/2$), curentul de lovitură se obține din relația (2.8) dacă se pune $t=0{,}01$s

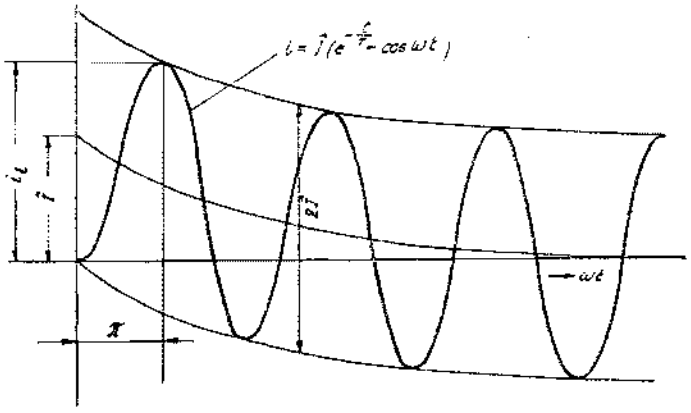


Fig. 2.3. Diagrama curentului de scurtcircuit îndepărtat pentru $\alpha=\pi/2$.

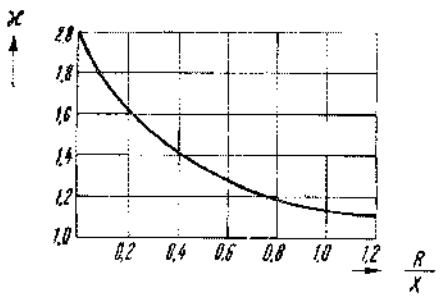


Fig. 2.4. Valorile lui $\varkappa$ în funcție de R/X.

(pentru frecvența 50 Hz)

$$i_l = I\sqrt{2}\left(e^{-\frac{0,01}{L/R}}+1\right) = I\sqrt{2}\,\varkappa, \qquad (2.9)$$

unde

$$\varkappa = \left(e^{-\frac{0,01}{L/R}}+1\right). \qquad (2.10)$$

Valorile lui $\varkappa$ sînt trecute în diagrama din figura 2.4 în funcție de raportul R/X, reactanța X fiind considerată la frecvența industrială. Pentru $R \to 0$ rezultă $\varkappa \to 2$. Practic pentru o structură normală a rețelelor de distribuție și transport se poate lua cel mult $\varkappa = 1,8$, astfel că în mod aproximativ curentul de lovitură se calculează cu relația

$$i_l = 1,8\sqrt{2}\ I. \qquad (2.11)$$

Sarcina de scurtcircuit este o sarcină aproape complet reactivă, adică cu $\varphi = \pi/2$ întrucît receptorul care în general constituie o sarcină activă este scurtcircuitat. Deci pentru a obține curentul de lovitură cel mai mare, în aceste condiții, este necesar ca stabilirea scurtcircuitului să aibă loc la $\psi = \varphi - \alpha = \pi/2 - \pi/2 = 0$, adică în momentul trecerii tensiunii prin valoarea zero, iar pentru a avea un curent simetric $\psi = \varphi - \alpha = \pi/2$, circuitul trebuie stabilit la valoarea maximă a tensiunii.

Curentul de scurtcircuit cu componenta aperiodică sau de curent continuu se numește *asimetric*, iar cel fără componentă de curent continuu se numește *simetric*. Asimetria sau simetria se referă la reprezentarea grafică a curentului în raport cu axa timpului.

Observații. Relațiile (2.5) și (2.8) sînt valabile pentru scurtcircuite depărtate de generator. În aceste cazuri, impedanța rețelei este preponderentă în raport cu impedanța generatorului. Dacă scurtcircuitul este apropiat de generator, curentul debitat de generator este un multiplu al curentului nominal. Reactanța generatorului comportă valori variabile în timp, și anume: reactanța subtranzitorie, tranzitorie și sincronă.

2.1.2. Expresiile curenților de scurtcircuit apropiat

Stațiile de încercări folosesc generatoare sincrone pentru producerea curentului intens necesar verificării capacității de rupere a aparatelor electrice sau verificării stabilităților termice și electrodinamice. În acest caz scurtcircuitul este apropiat de generator, iar expresiile curenților de scurtcircuit depind de construcția generatorului sincron, în sensul că acesta nu are bare amortizoare și nu are poli masivi sau are bare amortizoare și poli masivi (nelameliați).

Generator sincron fără bare amortizoare și fără poli masivi. Expresia curentului de scurtcircuit este următoarea:

$$i=\sqrt{2}\left[(I_l-I_d)\sin(\omega t-\alpha)e^{-\frac{t}{T_2}}+I_d\sin(\omega t-\alpha)+I_l\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T_0}}\right]. \qquad (2.12)$$

Semnificațiile notațiilor din relația (2.12) sînt următoarele:

I_l este valoarea efectivă a curentului de lovitură, componenta de curent alternativ;
T_2 — constanta de timp a amortizării componentei de curent alternativ, corespunzătoare reactanței tranzitorii a generatorului sincron;
I_d — valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit de durată;
T_0 — constanta de timp a amortizării componentei de curent continuu (curent aperiodic).

Valoarea cea mai mare a curentului de lovitură i_l se obține pentru $\alpha=\frac{\pi}{2}$ și este

$$i=\sqrt{2}\left[I_l e^{-\frac{t}{T_0}}-(I_l-I_d)\cos\omega t\, e^{-\frac{t}{T_2}}-I_d\cos\omega t\right] \qquad (2.13)$$

cu reprezentarea grafică din figura 2.5 în care *a* reprezintă diagrama componentei de curent alternativ, *b* a componentei de curent continuu, iar *c* a curentului rezultant.

Generator sincron cu bare amortizoare sau cu poli masivi. În acest caz la apariția curentului de scurtcircuit se produc curenți de inducție în barele amortizoare și curenți turbionari în piesele masive ale rotorului, iar reactanța generatorului în această etapă inițială se numește reactanța *subtranzitorie.* Expresia corespunzătoare a curentului de scurtcircuit este

$$i=\sqrt{2}\left[(I_l-I_d)\sin(\omega t-\alpha)e^{-\frac{t}{T_1}}+\right.$$
$$+(I_d-I_d)e^{-\frac{t}{T_2}}\sin(\omega t-\alpha)+$$
$$\left.+I_d\sin(\omega t-\alpha)+I_l\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T_0}}\right] \qquad (2.14)$$

unde T_1 este constanta de timp corespunzătoare reactanței sub-

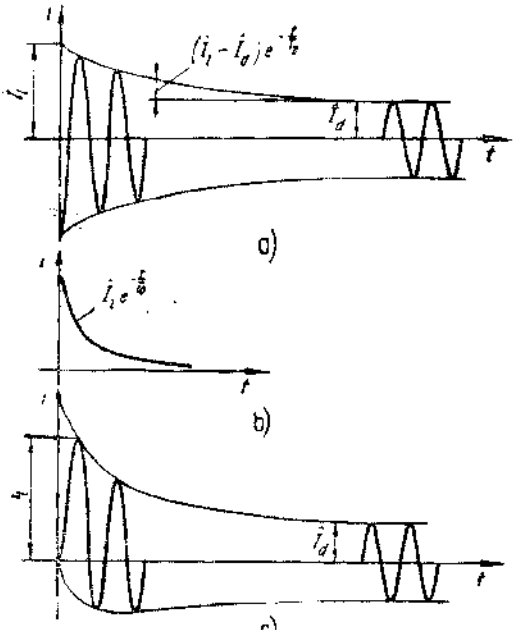


Fig. 2.5. Diagrama curentului de scurtcircuit apropiat: generator fără bare amortizoare; $\alpha=\pi/2$.

tranzitorii. Și în acest caz curentul de lovitură i_l are valoarea maximă pentru $\alpha=\pi/2$, cînd expresia curentului de scurtcircuit devine

$$i=\sqrt{2}\left[I_l e^{-\frac{t}{T_a}}-(I_l-I_a)\cos\omega t e^{-\frac{t}{T_1}}-(I_a-I_d)e^{-\frac{t}{T_a}}\cos\omega t-\right.$$
$$\left.-I_a\cos\omega t\right] \qquad (2.15)$$

cu reprezentarea grafică din figura 2.6, unde *a* este diagrama componentei de curent alternativ, *b* a componentei de curent continuu, iar *c* a curentului rezultant.

2.1.3. Evaluarea impedanțelor

Pentru a calcula curenții de scurtcircuit este necesar a se evalua valorile impedanțelor rețelei, transformatorului și generatorului sincron. În cazul producerii curenților de scurtcircuit nesimetrici, aceste impedanțe trebuie date în

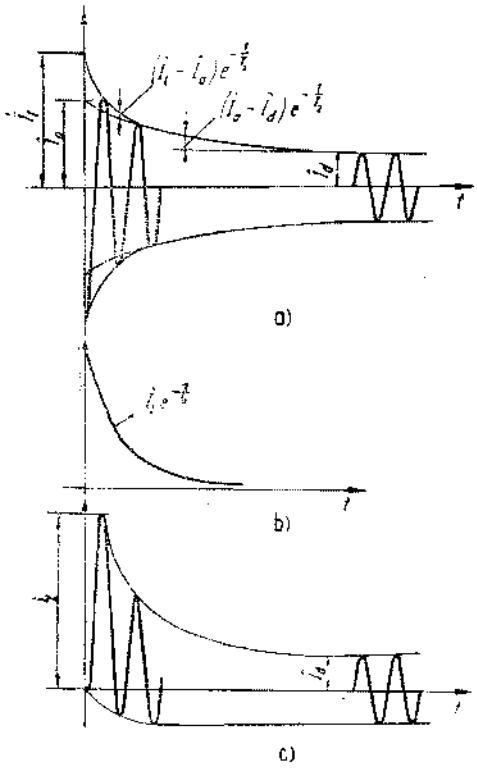
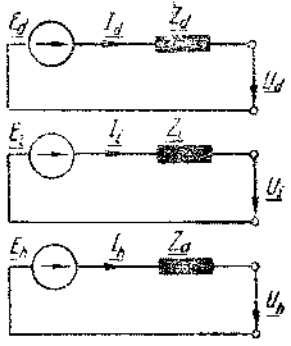


Fig. 2.6. Diagrama curentului de scurtcircuit apropiat; generator cu bare amortizoare, $\alpha=\pi/2$.

Fig. 2.7. Relativ la calculul curenților de scurtcircuit cu ajutorul componentelor simetrice.



sistemul componentelor simetrice. Relaţiile între tensiunile electromotoare şi impedanţele corespunzătoare, conform figurii 2.7, sînt următoarele:

$$\begin{aligned} \underline{E}_a &= \underline{Z}_a \ \underline{I}_a + \underline{U}_a \\ \underline{E}_i &= \underline{Z}_i \ \underline{I}_i + \underline{U}_i \\ \underline{E}_h &= \underline{Z}_h \ \underline{I}_h + \underline{U}_h \end{aligned} \qquad (2.16)$$

unde s-a notat

$\underline{E}$ — tensiunea electromotoare;
$\underline{Z}$ — impedanţa;
$\underline{I}$ — curentul;
$\underline{U}$ — tensiunea la locul defectului;
a, i, h — indici pentru componentele directă, inversă, homopolară.

Impedanţele echipamentului static. Liniile şi transformatoarele electrice sînt considerate elemente statice.

La linii electrice valorile impedanţelor directă şi inversă sînt egale. Impedanţa homopolară este de 3,5 — 4,5 ori mai mare decît cea directă deoarece inductivitatea unei faze cu pămîntul drept conductor de întoarcere este sensibil mai mare decît inductivitatea unei faze într-un sistem trifazat simetric.

O reţea electrică poate fi înlocuită printr-o impedanţă echivalentă. Din relaţiile

— căderea de tensiune $Z_r I_{sc} = \frac{U_n}{\sqrt{3}}$,

— puterea de scurtcircuit $S_{sc} = \sqrt{3} U_n I_{sc}$

se obţine impedanţa Z_r a reţelei în punctul unde curentul de scurtcircuit este I_{sc}

$$Z_r = \frac{U_n^2}{S_{sc}}. \qquad (2.17)$$

La un transformator cu două înfăşurări impedanţa transformatorului se obţine din relaţiile

— tensiunea de scurtcircuit $U_{sc} = Z_{tr} I_n = u_{sc}\% \ \frac{U_n}{\sqrt{3} \cdot 100}$;

— puterea transformatorului $S_{tr} = \sqrt{3} U_n I_n$.

Se obţine astfel

$$Z_{tr} = U_{sc}\% \ \frac{U_n^2}{100 S_{tr}}. \qquad (218, a)$$

Rezistenţa transformatorului se obţine din relaţia pierderilor în scurtcircuit

$$3 R_{tr} I_n^2 = P_{cu}$$

iar reactanţa transformatorului rezultă

$$X_{tr} = \sqrt{Z_{tr}^2 - R_{tr}^2}.$$

Se observă că impedanța transformatorului Z_{trr} măsurată în unități relative are aceeași valoare cu tensiunea de scurtcircuit U_{scr}, măsurată în unități relative

$$Z_{trr} = \frac{Z_{tr}}{Z_n} = \frac{U_{sc}/I_n}{U_n/(\sqrt{3}I_n)} = u_{scr} = \frac{u_{sc}\%}{100}.$$

Pentru un transformator cu trei înfășurări (a se vedea și tratatele de mașini electrice) impedanțele relative ale înfășurărilor primară p, secundară s și terțiară t sînt

$$z_p = \frac{1}{2}(z_{ps}+z_{pt}-z_{st})$$

$$z_s = \frac{1}{2}(z_{ps}+z_{st}-z_{pt}) \qquad (2.18,b)$$

$$z_t = \frac{1}{2}(z_{pt}+z_{st}-z_{ps}).$$

La măsurarea impedanței z_{ps}, înfășurarea terțiară este deschisă ș.a.m.d.

Raportul X_h/X_d, adică între reactanța homopolară și cea directă variază în limite largi în funcție de conexiunea și construcția miezului transformatorului și are valorile

3 — 10 la transformatoare cu trei coloane, conexiunea, stea;

10 — 100 la transformatoare în manta, cu cinci coloane și unități formate din trei transformatoare monofazate, conexiunea stea/stea;

0,61 — 1 la transformatoare cu conexiunea triunghi/stea;

0,10 — 0,15 la transformatoare cu conexiunea stea/zig-zag.

Impedanța generatorului sincron. Valorile reactanțelor generatorului sincron depind de unghiul θ pe care îl face rotorul cu axa fazei *1*, după cum s-a schițat în figura 2.8.

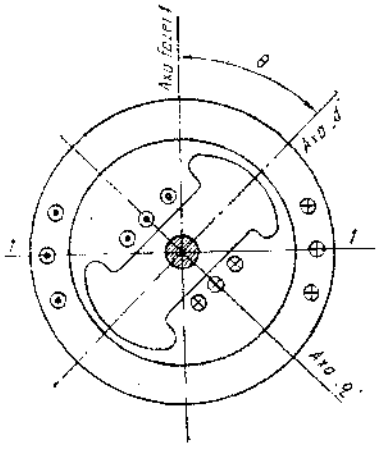


Fig. 2.8. Relativ la reactanțele generatorului sincron.

Reactanțele măsurate pentru $\theta=0$ se numesc reactanțe longitudinale (d), iar reactanțele măsurate în poziția $\theta=\pi/2$ se numesc reactanțe transversale (q).

În tabela 2.1 se indică valorile reactanțelor relative și constantele de timp la construcții uzuale de generatoare sincrone, după K. Bonfert [143].

Reactanța inversă $x_i'' \approx \frac{x_{dd}''+x_{qq}''}{2}$, pentru generatoare cu bare amortizoare.

Reactanța homopolară $x_h=(1/6\div 3/4)x_d''$.

Observații. Calculul reactanțelor și al constantelor de timp se urmărește

TABELA 2.1

Reactanțe și constante de timp ale mașinilor sincrone,

Tipul constructiv	Turbogenerator	Generator cu poli aparenți cu bare amortizoare		Generator cu poli aparenți fără bare amortizoare	
		2p<16	2p>16	2p<16	2p>16
Reactanța subtranzitorie x''_{dd} în %	9÷15	14÷24	15÷25	—	—
Reactanța subtranzitorie x''_{qd} în %	9÷15	14÷35	16÷28	—	—
Reactanța tranzitorie x'_d în %	16÷26	20÷35	25÷40	20÷35	25÷40
Reactanța sincronă x_d în %	120÷200	80÷140	70÷125	80÷140	70÷125
Constanta de timp T_1 subtranzitorie, în s	0,05÷0,01	0,02÷0,08	0,02÷0,08	—	—
Constanta de timp T_2 tranzitorie, în s	0,6 ÷ 2	0.5 ÷2,5	0,55÷2,5	0,5 ÷2,5	0,55÷2,5
Constanta de timp T_0 a componentei de curent continuu, în s	0,06÷0,25	0,07—0,25	0,07÷0,25	0,09÷0,60	0,10÷0,60

în tratatele de mașini electrice. Datele indicate în tabela 2.1 sînt utile pentru formarea unei imagini cantitative privind alura curenților de scurtcircuit, reprezentați în figurile 2. 5 și 2. 6. La alegerea generatorului de scurtcircuit din stațiile destinate încercărilor de aparate electrice prezintă interes generatorul cu poli aparenți, la care constantele de timp T_1, T_2, T_0 sînt mai mari decît la generatorul cu poli înecați.

2.1.4. Calculul curenților de scurtcircuit asimetrici

Componența periodică a curentului de scurtcircuit se calculează cu ajutorul teoremelor lui Kirchhoff și teoriei componentelor simetrice. În cele ce urmează se calculează curenții de scurtcircuit pentru cîteva cazuri de defecte reprezentative.

Scurtcircuit tripolar simetric izolat, neutrul izolat. În figura 2.9 se indică schema electrică a acestui tip de defect. Tensiunile electromotoare $\underline{E}_1$, $\underline{E}_2$, $\underline{E}_3$ sînt simetrice, iar impedanța $\underline{Z}$ pe cele trei faze se conservă. Curenții de scurtcircuit

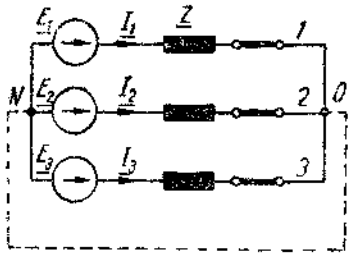


Fig. 2.9. Scurtcircuit tripolar simetric, neutrul izolat.

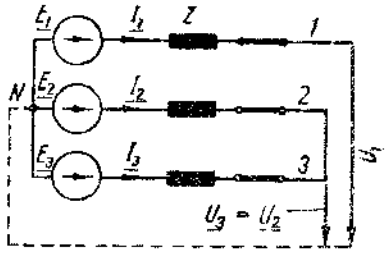


Fig. 2.10. Scurtcircuit bipolar, neutrul izolat.

$\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$ sînt simetrici, iar punctele 0 și N au același potențial. Componentele inverse și homopolare ale curenților sînt nule. Rezultă curentul în faza 1

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}}{\underline{Z}}. \tag{2.19}$$

Scurtcircuit bipolar izolat, neutrul izolat. Această situație este reprezentată în figura 2.10. Deoarece sistemul de tensiuni electromotoare este simetric, componentele inversă $\underline{E}_i$ și homopolară $\underline{E}_h$ sînt nule, iar ecuațiile (2.16) devin

$$\begin{aligned} \underline{E}_d &= \underline{E}_1 = \underline{Z}_d\underline{I}_d + \underline{U}_d \\ 0 &= \underline{Z}_i\underline{I}_i + \underline{U}_i \\ 0 &= \underline{Z}_h\underline{I}_h + \underline{U}_h. \end{aligned} \tag{2.20}$$

Neutrul generatorului fiind izolat, rezultă că $\underline{I}_h = 0$ și în consecință conform relațiilor (2.20) $\underline{U}_h = 0$. Din figura 2.10 mai rezultă

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_3 \tag{2.21}$$

$$\underline{I}_2 = -\underline{I}_3 \tag{2.22}$$

$$\underline{I}_1 = 0. \tag{2.23}$$

Ținînd seama de relațiile existente între mărimile $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$, $\underline{U}_3$ și componentele simetrice $\underline{U}_h$, $\underline{U}_d$, $\underline{U}_i$, ecuația (2. 21) se transformă în

$$\underline{U}_h + a^2\underline{U}_d + a\underline{U}_i = \underline{U}_h + a\underline{U}_d + a^2\underline{U}_i;$$

$$a^2(\underline{E}_1 - \underline{Z}_d\underline{I}_d) - a\underline{Z}_i\underline{I}_i = a(\underline{E}_1 - \underline{Z}_d\underline{I}_d) - a^2\underline{Z}_i\underline{I}_i;$$

$$\underline{E}_1(a^2 - a) = \underline{Z}_d\underline{I}_d(a^2 - a) + \underline{Z}_i\underline{I}_i(a - a^2). \tag{2.24}$$

Deoarece $\underline{I}_1 = 0$, rezultă că $\underline{I}_h + \underline{I}_d + \underline{I}_i = 0$ și cum $\underline{I}_h = 0$, rezultă că $\underline{I}_d = -\underline{I}_i$, din relația (2. 24) se obține componenta directă a curentului

$$\underline{I}_d = \frac{\underline{E}_1}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i}. \tag{2.25}$$

Curentul în faza 2 este

$$\underline{I}_2=\underline{I}_h+a^2\underline{I}_d+a\underline{I}_i=(a^2-a)\frac{\underline{E}_1}{\underline{Z}_d+\underline{Z}_i}$$

sau

$$\underline{I}_2=-j\sqrt{3}\,\frac{\underline{E}_1}{\underline{Z}_d+\underline{Z}_i}\,. \tag{2.26}$$

În cazul unui scurtcircuit îndepărtat de generator, după un transformator se poate considera că $\underline{Z}_d=\underline{Z}_i$, iar relația (2. 26) devine

$$\underline{I}_2=-j\sqrt{3}\,\frac{\underline{E}_1}{2\underline{Z}_d}\,. \tag{2.27}$$

Comparînd relațiile (2.19) și (2.27) se constată că valoarea curentului de scurtcircuit tripolar este mai mare decît cea a curentului de scurtcircuit bipolar, adică

$$\frac{I_{bi}}{I_{tri}}=\frac{\sqrt{3}}{2}\,. \tag{2.28}$$

Scurtcircuit bipolar, neutrul conectat la pămînt prin impedanța Z_n. Acest tip de defect este reprezentat în schema electrică din figura 2. 11.

Întrucît sistemul de tensiuni electromotoare rămîne simetric, rămîn valabile ecuațiile (2.20) la care, pe baza schemei electrice, se adaugă relațiile

$$\underline{I}_1=0\,;\quad \underline{I}_h+\underline{I}_d+\underline{I}_i=0 \tag{2.29}$$

$$\underline{I}_n=\underline{I}_2+\underline{I}_3=3\ \underline{I}_h \tag{2.30}$$

$$\underline{U}_2=\underline{U}_3=3\ \underline{Z}_n\underline{I}_h \tag{2.31}$$

$$\underline{U}_2=\underline{U}_h+a^2\underline{U}_d+a\ \underline{U}_i. \tag{2.32}$$

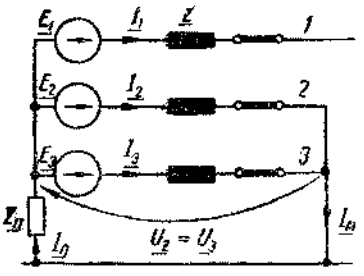


Fig. 2.11. Scurtcircuit bipolar, neutrul neizolat.

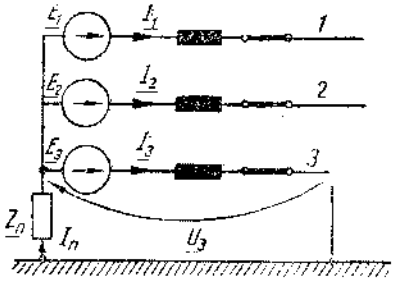


Fig. 2.12. Scurtcircuit monopolar, neutrul neizolat.

Se obțin astfel expresiile

$$\underline{I}_d = \frac{\underline{E}_1(\underline{Z}_0+\underline{Z}_i)}{\underline{Z}_0(\underline{Z}_d+\underline{Z}_i)+\underline{Z}_i\underline{Z}_d}; \qquad \underline{I}_i = \frac{a^2\underline{E}_1+(\underline{Z}_0-a^2\underline{Z}_d)\underline{I}_d}{\underline{Z}_0-a\underline{Z}_i}$$

cu notația $\underline{Z}_0=\underline{Z}_h+3\ \underline{Z}_n$, iar în final

$$\underline{I}_2=\underline{I}_h+a^2\underline{I}_d+a\underline{I}_i=-j\sqrt{3}\ \underline{E}_1\frac{\underline{Z}_0-a\underline{Z}_i}{\underline{Z}_0\underline{Z}_d+\underline{Z}_0\underline{Z}_i+\underline{Z}_d\underline{Z}_i} \tag{2.33}$$

$$\underline{I}_3=\underline{I}_h+a\underline{I}_d+a\underline{I}_i=j\sqrt{3}\ \underline{E}_1\frac{\underline{Z}_0-a^2\underline{Z}_i}{\underline{Z}_0\underline{Z}_d+\underline{Z}_0\underline{Z}_i+\underline{Z}_d\underline{Z}_i} \tag{2.34}$$

$$\underline{I}_n=\underline{I}_2+\underline{I}_3=-3\ \underline{E}_1\frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_0\underline{Z}_d+\underline{Z}_0\underline{Z}_i+\underline{Z}_i\underline{Z}_d}. \tag{2.35}$$

Scurtcircuit monopolar, neutrul conectat la pământ prin impedanța $\underline{Z}_n$. În figura 2.12 s-a reprezentat schema electrică a acestui defect. Pe lîngă ecuațiile generale (2.20) din schemă mai rezultă următoarele ecuații

$$\underline{I}_1=\underline{I}_h+\underline{I}_d+\underline{I}_i=0 \tag{2.36}$$

$$\underline{I}_2=\underline{I}_h+a^2\underline{I}_d+a\underline{I}_i=0 \tag{2.37}$$

$$\underline{I}_n=3\ \underline{I}_h=\underline{I}_3 \tag{2.38}$$

$$\underline{U}_3=\underline{U}_h+a\underline{U}_d+a^2\underline{U}_i.$$

Se obține succesiv

$$\underline{I}_i=\underline{I}_d\frac{1-a^2}{a-1}$$

$$\underline{I}_h=a\underline{I}_d$$

$$\underline{I}_d=-\frac{\underline{E}_1}{\underline{Z}_0+\underline{Z}_d+\underline{Z}_i}$$

$$\underline{I}_3=3\frac{a\ \underline{E}_1}{\underline{Z}_0+\underline{Z}_d+\underline{Z}_i}=-\frac{3\ \underline{E}_3}{\underline{Z}_0+\underline{Z}_d+\underline{Z}_i} \tag{2.39}$$

unde $\underline{Z}_0=\underline{Z}_h+3\ \underline{Z}_n$.

2.1.5. Conectarea unui circuit cu rezistență și capacitate la o sursă de curent alternativ

La conectarea bateriilor de condensatoare la o sursă de curent alternativ pot apărea, în regimul tranzitoriu, curenți sensibil mai intenși decît cei din regimul permanent.

În figura 2.13, *a* se indică schema electrică a circuitului pentru care urmează a se calcula regimul tranzitoriu al curentului la conectarea capacității *C* la

sursa de curent alternativ, prin intermediul rezistenței R. În ipoteza închiderii circuitului după unghiul ψ de la trecerea prin valoarea zero a tensiunii sursei, expresia acesteia este

$$u_s=\hat{U}\ \sin\ (\omega t+\psi). \qquad (2.40)$$

Întrucît curentul prezintă valori discontinui pentru $t=0$, circuitul se rezolvă în raport cu u. Tensiunea la bornele condensatorului se obține ținînd seama de regimurile liber și forțat, adică

$$u=u_f(t)+u_l(t). \qquad (2.41)$$

Expresia curentului în regimul forțat (permanent) este

$$i_f(t)=\frac{U}{\sqrt{R^2+\frac{1}{C^2\omega^2}}}\sin(\omega t+\psi+\varphi) \qquad (2.42)$$

unde $\varphi=\text{arc tg}\frac{1}{RC\omega}$.

Expresia tensiunii în regim forțat este

$$u_f(t)=\frac{1}{C}\int i_f(t)\,dt+c=$$

$$=-\frac{U}{\sqrt{R^2C^2\omega^2+1}}\cos(\omega t+\psi+\varphi).$$

Constanta c are valoarea zero întrucît sursa de curent alternativ, în regim forțat (permanent) nu livrează energie în curent continuu.

Expresia termenului liber în regim liber este de forma

$$u_l(t)=A\ e^{-\frac{t}{T}}$$

unde $T=RC$.

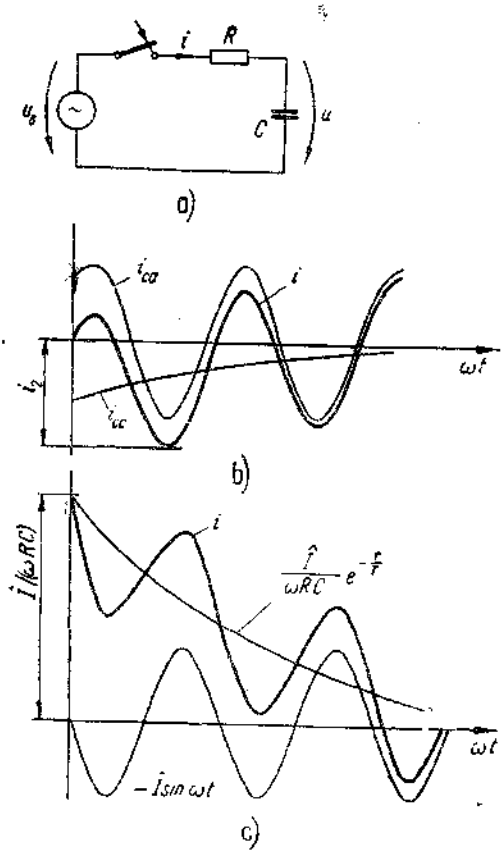


Fig. 2.13. Conectarea unui circuit R', C serie la o sursă de curent alternativ.

Pentru $t=0$, $u(0)=0$ astfel încît relația (2.41) devine $0=u_f(0)+u_l(0)$, de unde rezultă

$$A=\frac{U}{\sqrt{R^2C^2\omega^2+1}}\cos(\psi+\varphi)$$

iar tensiunea la bornele condensatorului este

$$u(t)=\frac{U}{\sqrt{R^2C^2\omega^2+1}}\left[-\cos(\omega t+\psi+\varphi)+\cos(\psi+\varphi)\ e^{-\frac{t}{T}}\right].$$

Curentul în circuit rezultă

$$i=C\frac{du}{dt}=I\left[\sin(\omega t+\psi+\varphi)-\operatorname{tg}\varphi\cos(\psi+\varphi)\ e^{-\frac{t}{T}}\right] \tag{2.43}$$

$$\text{cu}\quad I=\frac{U\,C\,\omega}{\sqrt{R^2C^2\omega^2+1}}.$$

Discuție.

— Pentru $\psi=0$, adică la închiderea circuitului în momentul trecerii tensiunii prin zero se obține

$$i=I\left[\sin(\omega t+\varphi)-\sin\varphi\ e^{-\frac{t}{T}}\right]. \tag{2.44}$$

Această expresie este reprezentată în figura 2.13, *b*. Se constată că valoarea curentului de lovitură i_l este cea mai mare dacă $\varphi=\pi/2$, adică reactanța capacitivă $1/\omega C$ este mare în raport cu rezistența R.

— Pentru $\varphi\approx\pi/2$ și $\psi=\pi/2$ expresia curentului, reprezentat în figura 2.13, *c*, este

$$i=I\left(-\sin\omega t+\operatorname{tg}\varphi\ e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{2.45}$$

iar pentru $t=0$

$$i(0)=I\ \operatorname{tg}\varphi=I/RC\omega \tag{2.46}$$

Dacă în această expresie rezistența R ia valori mici, curentul $i(0)$ ia valori foarte mari după cum se indică în figura 2.13, *c*. De aci rezultă necesitatea conectării bateriilor mari de condensatoare, prin intermediul unei rezistențe, care are rolul de a diminua valoarea curentului inițial și care apoi se scurtcircuitează pentru a nu produce pierderi de energie în regim permanent.

2.1.6. Conectarea unui circuit serie cu rezistență, inductivitate și capacitate la o sursă de curent alternativ

Aceasta este situația care apare la conectarea unei baterii de condensatoare la o rețea de înaltă tensiune, cînd din cauza distanței mai mari între sursă și bateria de condensatoare, inductivitatea conductoarelor de legătură determină, împreună cu capacitatea, un proces oscilant.

În ipoteza că la închiderea circuitului din figura 2.14 sarcina condensatorului este nulă ecuațiile de funcționare sînt

$$u_s = Ri + L\frac{di}{dt} + u;$$

$$i = C\frac{du}{dt}; \tag{2.47}$$

$$\frac{di}{dt} = C\frac{d^2u}{dt^2}$$

din care rezultă

$$u_s = RC\frac{du}{dt} + LC\frac{d^2u}{dt^2} + u. \tag{2.48}$$

Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (2.48) se obține

$$\mathfrak{L}u = \frac{1}{LC}\cdot\frac{\mathfrak{L}u_s}{p^2 + 2p\delta + \omega_0^2} \tag{2.49}$$

unde s-a notat

$$\delta = \frac{R}{2L}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

Dacă închiderea circuitului are loc la unghiul ψ, după trecerea tensiunii sursei prin valoarea zero, se scrie succesiv

$$u_s = \hat{U}\sin(\omega t + \psi), \text{ cu } 0 < \psi < \frac{\pi}{2}$$

$$\underline{u}_s = \hat{U}\, e^{j(\omega t + \psi)}$$

$$\mathfrak{L}\underline{u}_s = \hat{U} e^{j\psi}\frac{1}{p - j\omega}$$

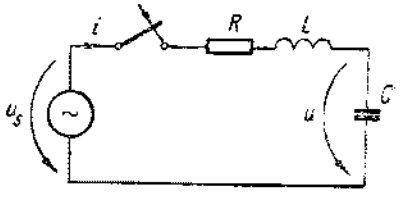


Fig. 2.14. Conectarea unui circuit R, L, C la o sursă de curent alternativ.

astfel încît ecuația (2.49) devine

$$\mathfrak{L}u = \frac{U}{LC} e^{j\psi} \frac{1}{(p-j\omega)(p^2+2p\delta+\omega_0^2)} \tag{2.50}$$

Pentru regimul oscilant amortizat soluția ecuației (2.50), demonstrată în anexa 24.3, este

$$u(t) = \frac{U \sin(\omega t+\psi-\varphi_1)}{C\omega\sqrt{R^2+\left(\frac{1}{C\omega}-L\omega\right)^2}} + \frac{DUe^{-\delta t}}{2LC\omega_e^2} \sin(\omega_e t-\gamma) \tag{2.51}$$

cu notațiile

$$\omega_e = \sqrt{\omega_0^2-\delta^2}$$

$$D = \sqrt{A^2+B^2-2AB\cos(\beta-\alpha)}$$

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{A\sin\alpha - B\sin\beta}{A\cos\alpha - B\cos\beta}$$

$$\alpha = \varphi_3+\psi\,;\quad \beta = \varphi_2-\psi \tag{2.52}$$

$$\varphi_1 = \operatorname{arc\,tg}\frac{2\omega\delta}{\omega_0^2-\omega^2}$$

$$\varphi_2 = \operatorname{arc\,tg}\frac{\delta}{\omega_e-\omega}$$

$$\varphi_3 = \operatorname{arc\,tg}\frac{\delta}{\omega_e+\omega}$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2+\left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}}\,;\quad B = \frac{1}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2+\left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}}\,.$$

Se constată că ecuația tensiunii la bornele condensatorului conține o componentă periodică

$$u_p = \frac{U\sin(\omega t+\psi-\varphi_1)}{C\omega\sqrt{R^2+\left(\frac{1}{C\omega}-L\omega\right)^2}} \tag{2.53, a}$$

defazată în întîrziere cu unghiul φ_1 față de tensiunea sursei și o componentă oscilantă amortizată de pulsație ω_e

$$u_0 = \frac{DUe^{-\delta t}}{2LC\omega_e^2}\sin(\omega_e t-\gamma) \tag{2.53, b}$$

care se anulează pentru $t\to\infty$.

Expresia intensității curentului în regim tranzitoriu se obține din relația (2.51) și anume

$$i = C\frac{du}{dt}, \quad \text{adică}$$

$$i = I\cos(\omega t+\psi-\varphi_1) + \frac{DUe^{-\delta t}}{2L\omega_e}\left[\cos(\omega_e t-\gamma) - \frac{\delta}{\omega_e}\sin(\omega_e t-\gamma)\right] \tag{2.54}$$

unde cu I s-a notat valoarea de vîrf a curentului în regim permanent adică

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2+\left(\frac{1}{C\omega}-L\omega\right)^2}}.$$

Expresia (2.54) a curentului are o componentă periodică

$$i_p = I\cos(\omega t+\psi-\varphi_1) \tag{2.55}$$

în cuadratură cu componenta periodică a tensiunii din relația (2.51) și o componentă oscilantă amortizată de pulsație ω_e

$$i_0 = \frac{DUe^{-\delta t}}{2L\omega_e}\left[\cos(\omega_e t-\gamma) - \frac{\delta}{\omega_e}\sin(\omega_e t-\gamma)\right]. \tag{2.56}$$

După cum indică relațiile (2.51) și (2.54) conectarea unui condensator la o sursă de curent alternativ este însoțită de oscilații de tensiune și curent. Aceste oscilații se pun mai bine în evidență dacă în relațiile (2.51) și (2.54) se consideră amortizarea foarte mică, adică $\delta\to 0$. În acest caz rezultă

$$\varphi_1=\varphi_2=\varphi_3=0$$

$$\omega_e=\omega_0;\ \gamma=\psi$$

și expresiile tensiunii și curentului sînt

$$(u)_{\delta\to 0} = U\frac{\sin(\omega t+\psi)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} + \frac{DU}{2}\sin(\omega_0 t-\psi) \tag{2.57}$$

$$(i)_{\delta\to 0} = I\cos(\omega t+\psi) + \frac{DU}{2L\omega_0}\cos(\omega_0 t-\psi). \tag{2.58}$$

Pentru a observa influența unghiului de închidere ψ asupra oscilațiilor de tensiune și curent se consideră două situații limită.

Pentru $\psi=0$. În acest caz $D=\frac{2\omega_0\omega}{\omega_0^2-\omega^2}$, cu $\omega_0\gg\omega$, expresiile (2.57) și (2.58) devin

$$(u)_{\substack{\delta=0\\ \psi=0}} = U\frac{\sin\omega t}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} + \frac{U\omega\omega_0}{\omega_0^2-\omega^2} \approx U\sin\omega t + U\frac{\omega}{\omega_0}\sin\omega_0 t \tag{2.59}$$

$$(i)_{\substack{\delta=0\\ \psi=0}} = \hat{I}\cos\omega t + \frac{\omega\,\omega_0}{\omega_0^2-\omega^2}\cdot\frac{\hat{U}}{L\omega_0}\cos\omega_0 t \approx \hat{I}\cos\omega t + \frac{\hat{U}}{\omega_0 L}\cdot\frac{\omega}{\omega_0}\cos\omega_0 t. \tag{2.60}$$

Pentru $\psi=\frac{\pi}{2}$. În acest caz $D=\frac{2}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$ cu $\omega_0 \gg \omega$ expresiile (2.57) și (2.58) devin

$$(u)_{\substack{\delta=0\\ \psi=\pi/2}} = \frac{\hat{U}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\cos\omega t - \frac{\hat{U}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\cos\omega_0 t \approx \hat{U}\cos\omega t - \hat{U}\cos\omega_0 t. \tag{2.61}$$

$$(i)_{\substack{\delta=0\\ \psi=\pi/2}} = -\hat{I}\sin\omega t + \frac{\hat{U}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\cdot\frac{1}{L\omega_0}\sin\omega_0 t \approx -\hat{I}\sin\omega t + \frac{\hat{U}}{L\omega_0}\sin\omega_0 t \tag{2.62}$$

Din compararea relațiilor (2.59), (2.60) cu (2.61), (2.62) rezultă că oscilațiile de curent și tensiune la pulsația ω_0 sînt mai mari în cazul $\psi=\pi/2$, față

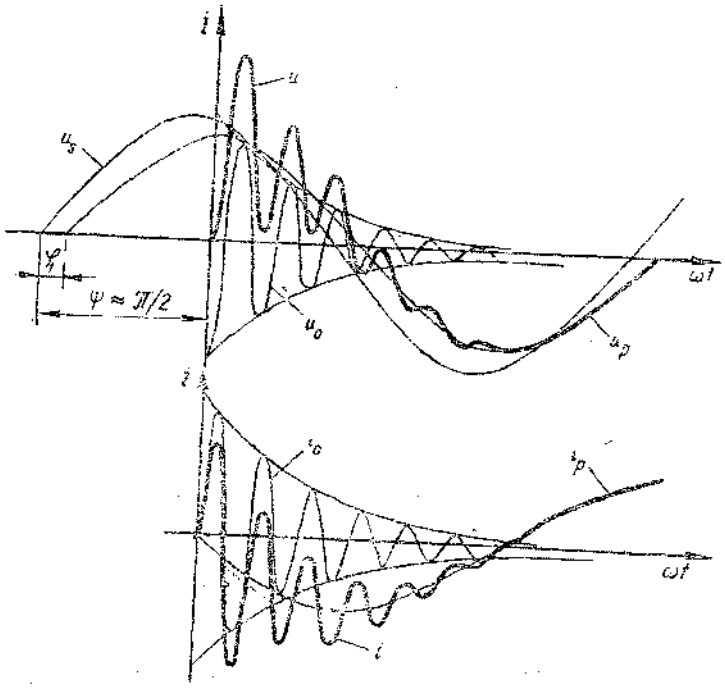


Fig. 2.15. Oscilații de tensiune și intensitate cînd $\psi=\pi/2$.

de cazul $\psi=0$, de $\frac{\omega_0}{\omega}$ ori. Deci situația cea mai dezavantajoasă din punctul de vedere al solicitărilor dielectrice și termice ale condensatorului apare la unghiul de conectare de $\psi=\pi/2$. În diagramele din figura 2.15 s-au reprezentat grafic, calitativ, oscilațiile de curent și tensiune, la conectarea unei baterii de condensatoare, considerîndu-se și amortizarea.

Dacă rezistența R este de valoare mare astfel încît $\delta^2>\omega_0^2$ regimul de funcționare devine aperiodic, ceea ce se urmărește practic în schemele reale de conectare a condensatoarelor la rețele de înaltă tensiune. Rezistența R, introdusă la conectare, se scurtcircuitează la funcționarea în regim de durată.

2.2. PROCESE DE DECONECTARE

La deconectarea unui scurtcircuit de către un întreruptor, instalat într-o rețea, la bornele întreruptorului apare o tensiune denumită *tensiunea oscilantă de restabilire*. Această tensiune constituie solicitarea dielectrică a întreruptorului imediat după stingerea arcului electric.

Determinarea prin calcul analitic a tensiunii oscilante de restabilire este posibilă pentru o rețea simplă, cu constante concentrate, ceea ce constituie cazul frecvent din laboratoarele de încercări.

Într-o rețea cu constante distribuite, pentru a se determina tensiunea oscilantă de restabilire, se recurge la modelarea rețelei. În acest scop se modelează sursele de energie prin transformatoare și regulatoare de fază, liniile electrice prin cvadripoli echivalenți, pentru lungimi de linie de 10-20 km și transformatoarele tot prin cvadripoli echivalenți. La modelare, o deosebită atenție se acordă reproducerii în mod cît mai fidel a procesului de amortizare, datorit pierderilor în miezul de fier al transformatoarelor și efectului corona.

2.2.1. Expresia tensiunii oscilante de restabilire; soluție completă

În figura 2.16, *a* s-a reprezentat schematic circuitul, cu întreruptorul D, la bornele căruia se stabilește tensiunea oscilantă u, iar în figura 2.16, *b* s-a reprezentat în diagramă relația de fază între u_s și i în regim de scurtcircuit între punctele *a* și *b*, cu întreruptorul D închis. Circuitul din figura 2.16, *a* are însemnătate pentru laboratoarele de încercări unde rezistența R, inductivitatea L și capacitatea C sînt valori de elemente concentrate. În cazul efectuării de scurtcircuite în rețele, elementele menționate sînt uniform distribuite. Mai trebuie menționat că amortizarea, în cazul încercărilor de laborator, este determinată de rezistența R, în timp ce această amortizare, în cazul rețelelor reale buclate sau ramificate puternic, rezultă în mare măsură din rezistența corespunzătoare pierderilor în dielectric și efectului corona. Rezultă astfel că schema de principiu din figura 2.16 este suficient de exactă pentru încercări de laborator cu sursă proprie.

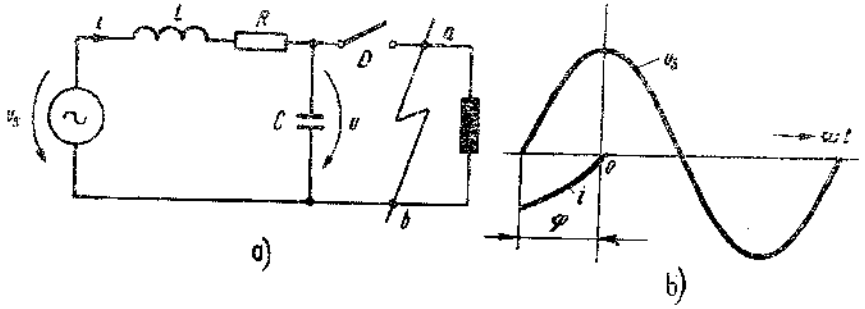


Fig. 2.16. Deconectarea unui scurtcircuit.

Pentru a calcula tensiunea oscilantă de restabilire u, se admite că întreruperea curentului de scurtcircuit are loc la trecerea lui naturală prin zero, ceea ce se apropie mult de realitate mai ales la întreruptoarele cu aer comprimat.

Curentul de scurtcircuit este de forma

$$i = \frac{U}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}} \sin \omega t. \tag{2.63}$$

Tensiunea de alimentare, în ipoteza considerării ca origine a timpului, momentul trecerii prin zero a curentului de scurtcircuit, este

$$u_s = U \sin (\omega t + \varphi) \tag{2.64}$$

unde

$$\varphi = \text{arc tg} \frac{\omega L}{R}.$$

Ecuațiile diferențiale ale circuitului, după deconectarea întreruptorului D, și ținînd seama că din cauza scurtcircuitului la momentul $t=0$ condensatorul nu a fost încărcat cu sarcină electrică, sînt

$$\begin{aligned} u_s &= Ri + L\frac{di}{dt} + u, \\ i &= C\frac{du}{dt}. \end{aligned} \tag{2.65}$$

Din relațiile (2.65) se obține

$$u_s = RC\frac{du}{dt} + LC\frac{d^2u}{dt^2} + u \tag{2.66}$$

sau prin aplicarea transformării Laplace, cu condițiile inițiale precizate

$$\mathfrak{L}u = \frac{1}{LC} \cdot \frac{\mathfrak{L}u_s}{p^2 + p\frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} = \frac{1}{LC} \cdot \frac{\mathfrak{L}u_s}{p^2 + 2p\delta + \omega_0^2}, \tag{2.67}$$

unde s-a notat

$$\delta = \frac{R}{2L}$$
$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \cdot \tag{2.68}$$

Pentru găsirea funcției original corespunzătoare imaginei din ecuația (2.67) se consideră regimul oscilant amortizat, deoarece acesta se stabilește în procesele reale de deconectare. În acest caz $\omega_0^2 > \delta^2$ iar expresiile tensiunii sursei, în original și imagine sînt

$$u_s = U \sin(\omega t + \varphi), \text{ cu } 0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$$

$$u_s = U\, e^{j(\omega t+\varphi)}$$

$$\mathfrak{L}u_s = U\, e^{j\varphi} \frac{1}{p - j\omega}$$

astfel încît ecuația (2.67) se transformă în

$$\mathfrak{L}u = \frac{U}{LC}\, e^{j\varphi} \frac{1}{(p-j\omega)(p^2+2p\delta+\omega_0^2)} \cdot \tag{2.69}$$

Se constată că forma ecuației (2.69) este identică cu cea a ecuației (2.50) cu mențiunea că la exponentul lui e în ecuația (2.50) este unghiul ψ în timp ce în ecuația (2.69) figurează unghiul φ. În consecință, ținînd seamă de anexa de calcul 2.4.3, se poate scrie direct soluția în original corespunzătoare ecuației (2.69)

$$u(t) = \frac{U \sin(\omega t + \varphi - \varphi_1)}{C\omega \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{C\omega} - L\omega\right)^2}} + \frac{DUe^{-\delta t}}{2LC\,\omega_e^2} \sin(\omega_e t - \gamma) \tag{2.70}$$

cu notațiile

$$\omega_e = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$$

$$D = \sqrt{A^2 + B^2 - 2AB\cos(\beta - \alpha)}$$

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{A\sin\alpha - B\sin\beta}{A\cos\alpha - B\cos\beta} \quad *)$$

$$\alpha = \varphi_2 + \varphi; \quad \beta = \varphi_2 - \varphi$$

$$\varphi_1 = \operatorname{arc\,tg}\frac{2\omega\delta}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

$$\varphi_2 = \operatorname{arc\,tg}\frac{\delta}{\omega_e - \omega} \tag{2.71}$$

* La calculul tensiunii de restabilire $\beta = \varphi_2 - \varphi < 0$

$$\varphi_3 = \text{arc tg}\frac{\delta}{\omega_e + \omega}$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2 + \left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}}$$

$$B = \frac{1}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2 + \left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}}.$$

Relația (2.70) este expresia tensiunii oscilante de restabilire, adică a tensiunii care se stabilește între bornele întreruptorului, după deconectarea unui scurtcircuit. Această expresie are două componente și anume componenta periodică, de frecvență industrială

$$u_p = \frac{\hat{U}\sin(\omega t + \varphi - \varphi_1)}{C\omega\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{C\omega} - L\omega\right)^2}} \tag{2.72}$$

și o componentă oscilantă amortizată cu pulsația ω_e

$$u_0 = \frac{D\hat{U}e^{-\delta t}}{2LC\omega_e^2}\sin(\omega_e t - \gamma). \tag{2.73}$$

În rețele electrice, regimul de scurtcircuit este practic un regim pur inductiv, adică se poate considera $\varphi \approx \pi/2$. Pentru a scoate în evidență caracterul oscilant al tensiunii de restabilire se consideră atenuarea nulă, adică $\delta = 0$. În acest caz se scrie

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \varphi_2 = \varphi_3 = 0 \\ \omega_e &= \omega_0; \\ \gamma &= \varphi \\ D &= \frac{2}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \end{aligned} \tag{2.74}$$

În aceste condiții expresia tensiunii de restabilire rezultă

$$(u)_{\substack{\delta=0 \\ \varphi=\pi/2}} = \frac{\hat{U}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\cos\omega t - \frac{\hat{U}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\cos\omega_0 t. \tag{2.75}$$

Deoarece în rețelele electrice pulsația proprie ω_0 este cel puțin cu două ordine de mărime mai mare decît pulsația industrială ω (spre exemplu $\omega_0 =$

$=2\pi f_0=2\ \pi.1\,000$, iar $\omega=2\ \pi f=2\,\pi.50$), numitorul fiecărui termen din partea dreaptă a ecuației (2.75) se poate considera egal cu unitatea. Astfel ecuația (2.75) reprezintă, în condițiile de simplificare menționate, însumarea a două oscilații, de frecvențe deosebite, dar de aceeași amplitudine.

2.2.2. Soluție simplificată

Se poate obține o relație mai simplă pentru tensiunea oscilantă de restabilire, dacă se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

— Întreruperea curentului de scurtcircuit are loc la trecerea lui naturală prin valoarea zero.

— Defazajul între tensiune și curent este de $\pi/2$, adică regimul de scurt circuit este pur inductiv.

— Frecvența proprie de oscilație este mult superioară față de frecvența rețelei; pe durata în care se studiază fenomenul se consideră tensiunea alternativă constantă și egală cu tensiunea de vîrf $\hat{U}$.

După deschiderea întreruptorului D se poate scrie

$$\hat{U}=Ri+L\frac{di}{dt}+u,$$

$$i=C\frac{du}{dt}, \tag{2.76}$$

deci

$$\hat{U}=RC\frac{du}{dt}+LC\frac{d^2u}{dt^2}+u.$$

Prin aplicarea transformării Laplace se obține

$$\frac{\hat{U}}{p}=RCp\mathfrak{L}u+LCp^2\mathfrak{L}u+\mathfrak{L}u$$

sau

$$\mathfrak{L}u=\frac{\hat{U}}{LCp\left(p^2+\frac{R}{L}p+\frac{1}{LC}\right)}.$$

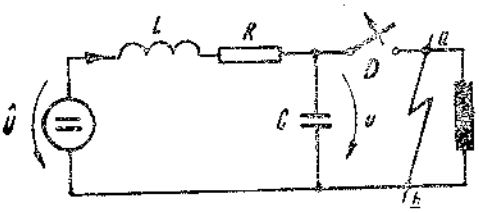


Fig. 2.17. Schema echivalentă în ipoteze simplificatoare.

Dacă se notează

$$\frac{R}{2L} = \delta\ ;\ \frac{1}{LC} = \omega_0^2,$$

se obține

$$\mathfrak{L}u = \frac{\omega_0^2 \hat{U}}{p\left(p^2+2p\delta+\omega_0^2\right)}.$$

Funcția original pentru regimul oscilant amortizat este

$$u = \hat{U}\left[1-\mathrm{e}^{-\delta t}\left(\cos\ \omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e}\ \sin\ \omega_e t\right)\right] \tag{2.77}$$

unde $\omega_e = \sqrt{\omega_0^2-\delta^2}$. În relația (2.77), deoarece $\delta \ll \omega_e$, termenul în sinus se poate neglija astfel că expresia simplificată devine

$$u = \hat{U}(1-\mathrm{e}^{-\delta t}\ \cos\ \omega_e t) \tag{2.78}$$

soluție care este prezentată și în recomandările CEI.

2.2.3. Parametrii tensiunii oscilante de restabilire

Ecuațiile (2.70) și (2.78) reprezintă expresii ale tensiunii oscilante de restabilire *cu o singură frecvență de oscilație*. În figura 2.18, *a* s-a reprezentat grafic ecuația (2.70), iar în figura 2.18, *b* ecuația (2.78). Deoarece tensiunea oscilantă de restabilire reprezintă solicitarea dielectrică a întreruptorului după deconectare, apare util a se preciza forma tensiunii prin *doi parametri* și anume

— *factorul de oscilație* γ și

— *frecvența proprie de oscilație* f_e.

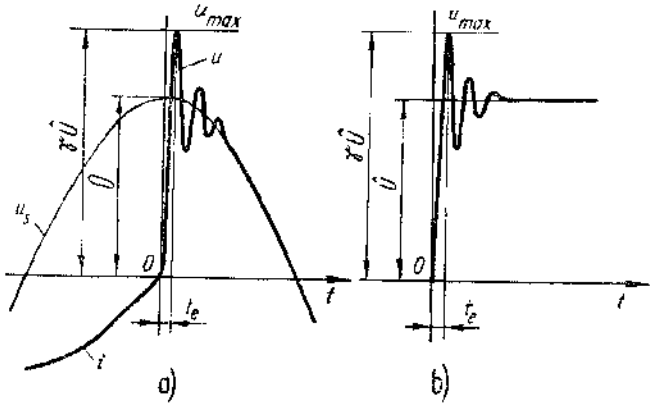


Fig. 2.18. Tensiunea oscilantă de restabilire cu o frecvență.

Factorul de oscilație este definit ca raportul între valoarea de vîrf u_{max} a tensiunii de restabilire și valoarea de vîrf U a tensiunii de frecvență industrială (fig. 2.18). În relația (2.78) se introduce $t=\pi/\omega_e$ și se obține

$$\gamma = \frac{u_{max}}{U} = 1 + e^{-\delta \frac{\pi}{\omega_e}}. \tag{2.79}$$

Frecvența proprie de oscilație rezultă din diagramele din figura 2.18 ca fiind

$$f_e = \frac{1}{T_e} = \frac{1}{2t_e}. \tag{2.80}$$

În locul frecvenței proprii de oscilație, al doilea parametru se poate înlocui cu viteza v de creștere a tensiunii oscilante de restabilire

$$v = \frac{\gamma U}{t_e} = 2\gamma U f_e. \tag{2.81}$$

Cei doi parametri ai tensiunii de restabilire depind de inductanța, capacitatea și rezistența rețelei. La rețelele în cablu inductanța este mai redusă și capacitatea mai mare decît la rețelele aeriene. Conductoarele rețelelor aeriene de foarte înaltă tensiune sînt plasate la distanțe mai mari între ele și față de pămînt și ca urmare inductanța proprie crește sensibil față de cea a rețelelor de tensiune medie sau joasă. Astfel frecvența proprie de oscilație a rețelelor de medie tensiune (6—20 kV) este de 3 — 4 kHz, în timp ce această frecvență la rețelele de foarte înaltă tensiune este de 0,5 — 1 kHz.

Buclarea rețelelor joacă un rol important în stabilirea parametrilor tensiunii oscilante de restabilire în sensul că, prin buclare, pe de o parte crește valoarea capacității de serviciu, iar pe de altă parte se micșorează valoarea inductivității de serviciu.

Factorul de oscilație γ teoretic ar ajunge la valoarea 2, în absența amortizării ($R=0$), dar realmente valorile lui sînt cuprinse între 1,3 și 1,6. În cazul rețelelor trifazate acest factor se aplică tensiunii sursei egală cu 1,5 $U_n/\sqrt{3}$, care reprezintă solicitarea dielectrică la frecvența industrială a polului care întrerupe primul arcul electric în întreruptor și unde U_n este tensiunea compusă (între faze).

Tensiunea oscilantă de restabilire cu o singură frecvență apare în rețele cu o structură omogenă, la care parametrii lineici R_0, L_0, C_0 se conservă în totalitatea rețelei. Dacă parametrii lineici nu se conservă în toate punctele rețelei, la deconectarea unui scurtcircuit rețeaua va oscila pe două sau mai multe frecvențe proprii. O situație concretă de tensiune oscilantă de restabilire cu două frecvențe apare la *deconectarea defectului kilometric*, tratat în capitolul 8.2.9.

2.2.4. Modelarea proceselor de comutație

Structura actuală a unei rețele, în care se află aparate de comutație, este complexă întrucît cuprinde numeroase elemente ca : generatoare, transformatoare, linii electrice de transmisie la diferite tensiuni de serviciu, compensatoare sincrone, baterii de condensatoare, bobine. Va rezulta astfel că solicitarea dielectrică, la tensiunea oscilantă de restabilire, a unui întreruptor depinde de structura rețelei și de poziția întreruptorului în rețea. Determinarea prin calcul a tensiunii oscilante de restabilire, în asemenea condiții, este dacă nu imposibilă, cel puțin greoaie. Modelarea proceselor de comutație reprezintă o soluție operativă și suficient de exactă pentru cunoașterea parametrilor tensiunii oscilante de restabilire într-un punct dat al rețelei.

Operația de modelare constă în a reproduce procesele de comutație din rețelele de înaltă tensiune, la o scară redusă, într-o rețea model, care este capabilă să reproducă atît fenomenele statice cît și cele dinamice ale rețelei de înaltă tensiune.

Criterii de similitudine. Pentru o rețea de înaltă tensiune cu mai multe tensiuni de serviciu, mărimile electrice se raportează la o tensiune U_{br}, numită tensiunea de bază și la o putere de bază S_{br}. Rezultă astfel pentru rețea următoarele mărimi :

Tensiunea de raportare	U_{br}
Curentul de raportare	I_{br}
Puterea de raportare	$S_{br}=U_{br}I_{br}$
Impedanța de raportare	$Z_{br}=U_{br}^2/S_{br}$
Admitanța de raportare	$Y_{br}=1/Z_{br}$.

Pentru rețeaua model se definesc mărimi similare și anume :

Tensiunea de bază	U_{bm}
Curentul de bază	I_{bm}
Puterea de bază	$S_{bm}=U_{bm}\cdot I_{bm}$
Impedanța de bază	$Z_{bm}=U_{bm}^2/S_{bm}$
Admitanța de bază	$Y_{bm}=1/Z_{bm}$.

În continuare indicele r se referă la rețea, iar indicele m la model.

Primul criteriu de similitudine este acel al conservării fazei și modulului impedanței

$$\frac{Z_r}{Z_{br}}=\frac{Z_m}{Z_{bm}} \quad \text{sau} \quad \frac{R_r \pm jX_r}{Z_{br}}=\frac{R_m \pm X_m}{Z_{bm}} \tag{2.82}$$

De aici rezultă următoarele dependențe :

$$\begin{aligned} R_m &= \frac{Z_{bm}}{Z_{br}} R_r \\ L_m &= \frac{\omega_r}{\omega_m}\cdot\frac{Z_{bm}}{Z_{br}} L_r \\ C_m &= \frac{\omega_r}{\omega_m}\cdot\frac{Z_{br}}{Z_{bm}} C_r. \end{aligned} \tag{2.83}$$

Al doilea criteriu este al conservării factorului de oscilație. Mărimile care caracterizează expresia tensiunii oscilante de restabilire, scrise pentru rețea și pentru model sînt

$$\delta_r = \frac{R_r}{2L_r} \qquad \delta_m = \frac{R_m}{2L_m} \tag{2.84}$$

$$\omega_{0r}^2 = \frac{1}{L_r C_r} \qquad \omega_{0m}^2 = \frac{1}{L_m C_m} \tag{2.85}$$

$$\omega_{er}^2 = \omega_{0r}^2 - \delta_r^2 \qquad \omega_{em}^2 = \omega_{0m}^2 - \delta_m^2. \tag{2.86}$$

Din relațiile (2.84) și (2.83) se obține

$$\delta_m = \delta_r \frac{\omega_m}{\omega_r} \tag{2.87}$$

Din relațiile (2.85); (2.86) și (2.83) se obține

$$\omega_{em} = \omega_{er} \frac{\omega_m}{\omega_r}. \tag{2.88}$$

Din expresiile pulsațiilor $\omega_r = 2\pi/T_r$ și $\omega_m = 2\pi/T_m$ se obține dependența între perioade (sau între intervale de timp)

$$T_m = T_r \frac{\omega_r}{\omega_m}. \tag{2.89}$$

Condiția conservării factorului de oscilație $\gamma_m = \gamma_r$ se obține cu relația (2.79) adică

$$1 + e^{-\delta_r \frac{\pi}{\omega_{er}}} = 1 + e^{-\delta_m \frac{\pi}{\omega_{em}}}.$$

De unde rezultă, ținînd seamă și de relația (2.88)

$$\delta_m = \delta_r \frac{\omega_{em}}{\omega_{er}} = \delta_r \frac{\omega_m}{\omega_r}$$

adică se obține din nou relația (2.87). În consecință, respectarea condițiilor din relațiile (2.87) și (2.88) privind amortizarea și pulsația proprie, conduce la conservarea factorului de oscilație în model și în rețea.

Observație. Frecvența modelului poate diferi de frecvența rețelei. Dacă frecvența modelului este mai mare decît frecvența rețelei (spre exemplu 250 Hz

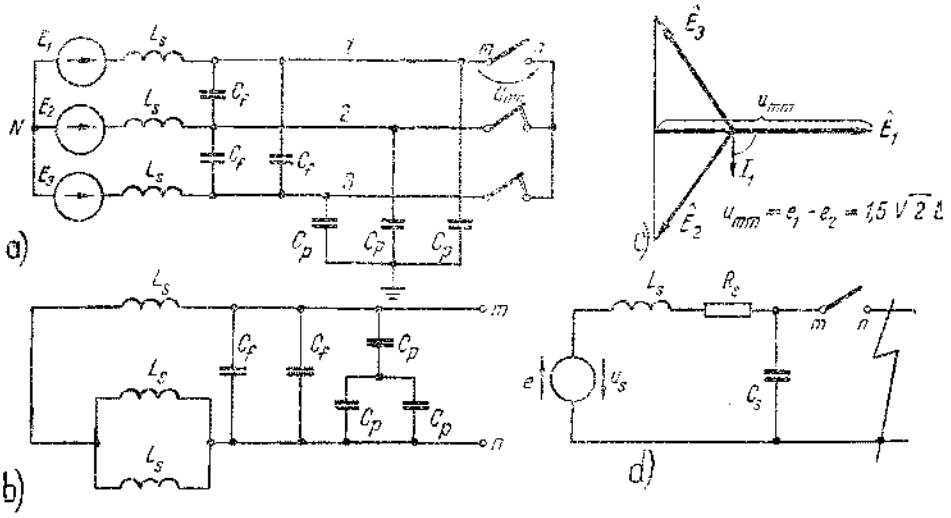


Fig. 2.19. Deconectarea unui scurtcircuit tripolar.

față de 50 Hz), elementele componente ale modelului, cum sînt bobinele și condensatoarele au dimensiuni mai reduse, deci modelul se poate miniaturiza. Cu toate acestea modelele construite practic se realizează la frecvența rețelei deoarece, ținînd seama de pierderile în dielectricul condensatoarelor și în miezul feromagnetic al bobinelor, dependența pierderilor la diferite frecvențe reproduce mai fidel dependența din rețelele reale care sînt construite la 50 sau 60 Hz.

Modelarea monofazată a unei comutații tripolare. În figura 2.19, *a* s-a reprezentat schematic o rețea trifazată în care întreruptorul deconectează un scurtcircuit. Arcul electric asigură continuitatea circuitului pînă cînd în faza *1* curentul trece prin valoarea zero. În acest moment circuitul este întrerupt pe faza *1*, dar se continuă pe fazele *2* și *3* prin intermediul arcului electric. Dacă se cercetează tensiunea de restabilire pe faza *1*, schema echivalentă pentru oscilația de pulsație ω_0 este indicată în figura 2.19, *b*, iar tensiunea instantanee de frecvență industrială la bornele polului pe faza *1* este $u_{mn}=1{,}5\sqrt{2}E$, conform cu figura 2.19, *c*. Inductivitatea rezultantă este $L_r=L_s+\frac{1}{2}L_s=\frac{3}{2}L_s$, iar capacitatea totală este $C_r=2C_f+\frac{2}{3}C_p$. Rezultă valoarea pulsației

$$\omega_0=\sqrt{\frac{1}{\frac{3}{2}L_s\left(2C_f+\frac{2}{3}C_p\right)}}=\sqrt{\frac{1}{L_sC_s}} \tag{2.90}$$

unde L_s este inductivitatea de serviciu, iar $C_s=3C_f+C_p$ este capacitatea de serviciu. Ca urmare procesul de întrerupere pe faza *1* a rețelei trifazate poate fi modelat monofazat cu schema din figura 2.19, *d*.

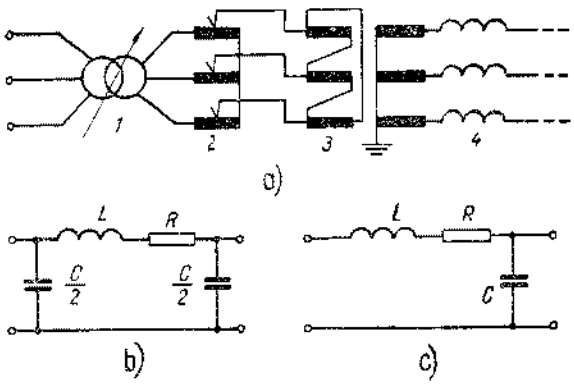


Fig. 2.20. Modelarea unei surse *a* și a unei linii *b* și *c*.

Modelarea monofazată a proceselor de comutație din rețele trifazate se poate realiza după cum arată Hammerlund [28] cu ajutorul teoriei componentelor simetrice, care oferă rezultate bune cînd rețeaua este relativ simplă. Pentru rețelele complexe și în prezența defectelor nesimetrice se preferă o modelare trifazată.

Structura modelului. Într-un model se reproduc sursele de energie, liniile electrice, transformatoarele, bobinele limitatoare de curent, sarcinile și întreruptorul la bornele căruia apare tensiunea oscilantă de restablire.

Sursele de energie se modelează ca în figura 2.20, *a* printr-un regulator de fază *1*; un autotransformator *2*; trei transformatoare monofazate *3* de putere relativ mare (3×1 000 VA), cu raport de transformare unitate (220/220 V) și dispersie minimă; reactanța X''_d subtranizatorie a generatorului *4*. Prin alegerea convenabilă a puterii de tip a transfomatorului *3*, acesta se poate considera cu impedanța internă nulă, ținînd seama de curenții relativi mici, de 50 mA—0,5 A, din model.

Liniile de transmisie de energie se modelează prin cel puțin șase cuadripoli în π sau γ ca în figura 2.20, *c* dacă modelarea este monofazată și prin același număr de octopoli [20] dacă modelarea este trifazată.

Transformatorul se modelează printr-un cuadripol în π sau γ.

Bobina limitatoare de curent se modelează printr-un cuadripol, întocmai ca un transformator.

Sarcina se modelează printr-un ansamblu format din rezistență, capacitate și inductivitate, conectate în paralel.

Modelarea întreruptorului se realizează respectînd următoarele cerințe:

— în poziția deconectat rezistența întreruptorului să fie infinită;

— în poziția conectat rezistența întreruptorului să fie nulă;

— procesul deconectării să apară sub forma unei imagini stabile pe ecranul unui osciloscop, pentru a putea fi fotografiat.

În figura 2.21, *a* se prezintă un model de întreruptor realizat cu ajutorul a două tiratroane T_1 și T_2 conectate antiparalel [54], comandate cu ajutorul dispozitivelor de comandă *DC*. În figura 2.22 se indică diagramele tensiunii sursei

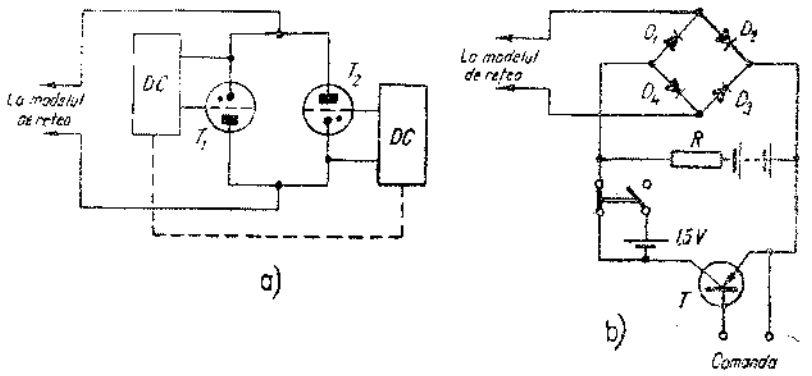


Fig. 2.21. Modele de întreruptor :
a — cu tiratroane sau tiristoare ; b — cu diode și tranzistor.

u_s, a tensiunii de restabilire u_r și a curentului de scurtcircuit i, obținute cu dispozitivul menționat. Se constată că la a opta semiperioadă scurtcircuitul este eliminat și apare tensiunea de restabilire. Acest proces repetîndu-se pe ecranul osciloscopului, imaginea tensiunii de restabilire apare staționară. Întreruperea scurtcircuitului se realizează prin tăierea comenzii de pozitivare la un singur tiratron la fiecare a opta perioadă, cu puțin timp înainte de trecerea prin zero a curentului, astfel că tensiunea de restabilire apare la trecerea prin valoarea zero a curentului, adică întocmai ca în rețelele de înaltă tensiune. În schema prezentată trebuie compensată căderea de tensiune în tiratron.

În figura 2.21, *b* se indică un model de întreruptor format din diodele D_1 D_2, D_3, D_4, conectate în punte, și tranzistorul T conectat pe diagonale de curent continuu a punții. Căderea de tensiune în diode este compensată cu ajutorul unei pile de 1,5 V, iar tensiunea de zăvorire a tranzistorului este mărită artificial cu ajutorul unei surse de curent continuu, așezată între emitor și colector. Cu un asemenea montaj se realizează modelarea întreruperii la trecerea prin valoarea zero a curentului, precum și procese de deconectare cu smulgere de curent, ca și procese de reamorsare a arcului electric în întreruptor. Această performanță sporită [54] se datorează utilizării tranzistorului pe diagonala de curent continuu. În adevăr, condiția în circuitul colectorului poate fi stabilită sau întreruptă oricînd, în timp ce la un tiristor sau tiratron întreruperea curentului are loc numai la trecerea acestuia prin valoarea zero.

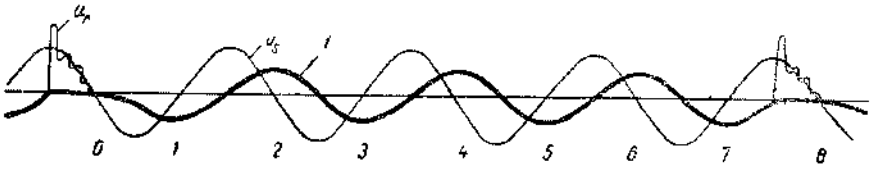


Fig. 2.22. Oscilograme pe model :
u — tensiunea de restabilire ; u_s — tensiunea sursei ; i — curentul de scurtcircuit.

2.3. PROBLEME

1. Să se calculeze curentul de scurtcircuit trifazat simetric, pe care trebuie să-l deconecteze un întreruptor pe partea de joasă tensiune a unui transformator cu caracteristicile

putere a transformatorului S_{tr}=800 kVA;
raportul de transfomare k=10 kV/400 V;
tensiune de scurtcircuit $u_{sc}\%$=6%;
pierderile în scurtcircuit P_{cu}=12,2 kW.

Se va calcula atît componenta simetrică cît și curentul de lovitură în ipoteza că puterea de scurcircuit la barele de 10 kV este S_{sc}=200 MVA. Se neglijează impedanța legăturilor.

2. Să se calculeze curentul inițial maximum posibil $i(0)$ la conectarea unei baterii de condensatoare de 15 kvar la o sursă de curent alternativ monofazată de tensiune U=380 V, prin intermediul unei rezistențe de 2Ω.

3. Un întreruptor se închide pe un scurctircuit monofazat, acesta fiind alimentat dintr-o sursă de putere infinită cu tensiunea U=380 V. Rezistența liniei scurtcircuitate este de 100 mΩ. Defazajul inductiv între tensiune și curent este φ=60° iar conectarea are loc la unghiul ψ=150° după trecerea prin zero a tensiunii sursei. Se cere să se determine:

— Valoarea inductivității a porțiunii scurcircuitate;
— Valoarea curentului de lovitură.

Se va desena diagrama curentului de scurtcircuit.

4. Se cere să se calculeze:

a) Curentul de scurtcircuit bipolar, pe care trebuie să-l deconecteze un întreruptor după un transformator cu caracteristicile de la punctul 2.3.1. Puterea rețelei este infinită; se neglijează impedanța legăturilor pe partea de joasă tensiune. Neutrul transformatorului și locul defectului sînt izolate.

b) Curentul de scurtcircuit monopolar, cînd neutrul transformatorului este conectat direct la pămînt.

5. Să se calculeze factorul de oscilație și viteza de creștere a tensiunii oscilante de restabilire a unui cuadripol dintr-un model de linie electrică, cînd se cunoaște

tensiunea sursei	U=220 V_{ef};
inductivitatea modelului	L=0,25 H;
rezistența modelului	R=5Ω;
capacitatea modelului	C=10^6pF.

2.4. ANEXE DE CALCUL

2.4.1. Integrale

$$\int e^{ax} \sin bx \, dx = \frac{e^{ax}(a \sin bx - b \cos bx)}{a^2+b^2}$$

$$\int e^{ax} \cos bx \, dx = \frac{e^{ax}(a \cos bx + b \sin bx)}{a^2+b^2}$$

2.4.2. Transformarea Laplace

Imagine	Original	Observații
$\frac{1}{p \pm a}$	$e^{\pm at}$	
$\frac{1}{p(1+ap)}$	$1 - e^{-\frac{t}{a}}$	
$\frac{a}{p^2+a^2}$	$\sin at$	
$\frac{p}{p^2+a^2}$	$\cos at$	
$\frac{1}{p^2+2p\delta+\omega_0^2}$	$\frac{e^{-\delta t}}{\omega_e} \sin \omega_e t$	$\omega_e = \sqrt{\omega_0^2-\delta^2}$, $\omega_0 > \delta$
	$\frac{e^{-\delta t}}{\omega_e} \operatorname{sh} \omega_e t$	$\omega_e = \sqrt{\delta^2-\omega_0^2}$, $\delta > \omega_0$
$\frac{1}{p(p^2+2p\delta+\omega_0^2)}$	$\frac{1}{\omega_0^2}\left[1 - e^{-\delta t}\left(\cos \omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e} \sin \omega_e t\right)\right]$	$\omega_e = \sqrt{\omega_0^2-\delta^2}$, $\omega_0 > \delta$
	$\frac{1}{\omega_0^2}\left[1 - e^{-\delta t}\left(\operatorname{ch} \omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e} \operatorname{sh} \omega_e t\right)\right]$	$\omega_e = \sqrt{\delta^2-\omega_0^2}$, $\delta > \omega_0$
$f_1(p) \cdot f_2(p)$	$\int_0^t F_1(\tau) \cdot F_2(t-\tau) d\tau$	Teorema Borel

2.4.3. **Demonstrația relației (2.51)**

Soluția în original a ecuației (2.51) se obține cu ajutorul teoremei dezvoltării a lui Heaviside

$$u(t)=\sum_{k=1}^{n}\frac{G(p_k)}{H'(p_k)}\,e^{p_k t}$$

unde pentru regim oscilant cu $\omega_e=\sqrt{\omega_0^2-\delta^2}$ se obține

$$p_1=j\omega$$

$$p_2=-\delta+j\omega_e$$

$$p_3=-\delta-j\omega_e$$

$$H'(p_1)=\omega_0^2-\omega^2+j\ 2\omega\delta$$

$$H'(p_2)=2\omega_e(\omega-\omega_e)-j\ 2\delta\ \omega_e$$

$$H'(p_3)=-2\omega_e(\omega_e+\omega)+j\ 2\delta\ \omega_e.$$

Rezultă astfel

$$u(t)=\frac{U}{LC}e^{j\Psi}\left[\frac{e^{j\omega t}}{\omega_0-\omega+j2\omega\delta}+\frac{e^{(-\delta+j\omega_e)t}}{2\omega_e(\omega-\omega_e)-j2\delta\omega_e}+\frac{e^{-(\delta+j\omega_e)t}}{-2\omega_e(\omega_e+\omega)+j2\delta\omega_e}\right].$$

Se observă că dacă $\omega_0^2>\delta^2$ se poate scrie

$$\omega_0-\omega+j2\omega\delta=\sqrt{(\omega_0^2-\omega^2)^2+4\delta^2\omega^2}\cdot e^{j\varphi_1}$$

$$2\omega_e(\omega-\omega_e)-j2\delta\omega_e=\sqrt{4\omega_e^2(\omega-\omega_e)^2+4\delta^2\omega_e^2}\cdot e^{j(\varphi_2+\pi)}$$

$$-2\omega_e(\omega_e+\omega)-j2\delta\omega_e=\sqrt{4\omega_e^2(\omega+\omega_e)^2+4\delta\omega_e^2}\cdot e^{j(\pi-\varphi_3)}.$$

În continuare

$$u(t)=\frac{U}{LC}\left[\frac{e^{j(\omega t+\psi)}e^{-j\varphi_1}}{\sqrt{(\omega_0^2-\omega^2)^2+4\delta^2\omega^2}}+\frac{e^{-\delta t}e^{j\psi}e^{j\omega_e t}e^{-j(\varphi_2+\pi)}}{\sqrt{4\omega_e^2(\omega_e-\omega)^2+4\delta^2\omega_e^2}}+\right.$$

$$\left.+\frac{e^{-\delta t}e^{j\psi}e^{-j\omega_e t}e^{-j(\pi-\varphi_3)}}{\sqrt{4\omega_e^2(\omega+\omega_e)^2+4\delta^2\omega_e^2}}\right].$$

Se mai observă că

$$L\sqrt{(\omega_0^2-\omega^2)^2+4\delta^2\omega^2}=\omega\sqrt{R^2+\left(\frac{1}{C\omega}-L\omega\right)^2}$$

astfel că se poate scrie ecuația $u(t)=I_m[u(t)]$ după cum urmează

$$u(t)=\frac{U\sin(\omega t+\psi-\varphi_1)}{C\omega\sqrt{R^2+\left(\frac{1}{C\omega}-L\omega\right)^2}}+$$

$$+\frac{U\,e^{-\delta t}}{2LC\omega_e^2}\left[\frac{\sin(\omega_e t-\varphi_3-\psi)}{\sqrt{\left(1+\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2+\left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}}-\frac{\sin(\omega_e t-\varphi_2+\psi)}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2+\left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}}\right].$$

În această ecuație se introduc notațiile din relațiile (2.52) și se obține relația (2.51).

3

ÎNCĂLZIREA APARATELOR ELECTRICE

În elementele componente ale aparatelor electrice, cum sînt căile de curent, bobinele, miezurile feromagnetice ș.a. se dezvoltă căldură datorită următoarelor procese :

— efectul Joule,
— efectul pelicular,
— efectul de proximitate,
— curenții turbionari,
— histerezis,
— pierderile în dielectric.

Este de așteptat ca, din cauza nivelelor diferite de temperatură în elementele care compun un aparat, să se producă și transfere de căldură, care să tindă către uniformizarea temperaturii aparatului în ansamblu.

Încălzirea aparatelor în regim nominal de lucru, adică la tensiunea nominală, intensitatea nominală a curentului, frecvența nominală este prescrisă de standarde, în cadrul unor toleranțe admisibile. Și în cazul regimurilor anormale cum sînt regimurile de suprasarcină și scurtcircuit se prescriu valori admisibile ale încălzirii aparatului.

3.1. STABILITATEA TERMICĂ A APARATELOR ELECTRICE

Capacitatea unui aparat electric de a rezista, adică de a nu se degrada, sub acțiunea solicitărilor termice, în condiții predeterminate de standarde, se numește stabilitatea termică. Calculul stabilității termice, în ansamblu, al unui aparat electric, nu este realizabil din cauza structurii complexe a aparatului, dar este posibil să se calculeze solicitarea termică a elementelor componente.

3.1.1. Limite de temperatură

Limita de încălzire şi deci temperatura cea mai mare pe care o poate atinge un aparat electric într-un punct al său este determinată de factorii :

— conservarea proprietăţilor fizico-mecanice ale conductoarelor ;

— conservarea îmbinărilor şi punctelor de sprijin ale conductoarelor ;

— conservarea proprietăţilor izolante, şi deci absenţa degradării, la materialele electroizolante.

Limitele de temperatură ale aparatelor electrice sînt date în standarde atît pentru curentul nominal cît şi pentru curentul de scurtcircuit. La curentul nominal se ajunge la o temperatură limită de durată şi această temperatură nu trebuie să degradeze aparatul. Curentul de scurtcircuit apare, în general, după funcţionarea aparatului în regim nominal de durată. Ca urmare, încălzirea în regim de scurtcircuit depinde de temperatura avută de aparat anterior. Pe de altă parte, durata unui scurtcircuit este mică (0,5—4 s) şi ca urmare se poate atinge o încălzire mai mare decît încălzirea la curentul nominal, fără ca aparatul să se degradeze.

Conservarea proprietăţilor fizico-mecanice. Încălzirea, respectiv temperatura maximă atinsă de un aparat, nu trebuie să conducă la micşorarea rezistenţei mecanice, de exemplu la întindere, deoarece curenţii de scurtcircuit solicită simultan aparatele atît termic cît şi electrodinamic. Piesele de cupru şi aluminiu folosite în construcţia aparatelor electrice îşi reduc sensibil rezistenţa mecanică la tracţiune, odată cu ridicarea temperaturii pe o durată relativ mică. Astfel după 10 secunde la 400°C, rezistenţa mecanică la întindere a cuprului scade la 60%, iar a aluminiului la 47%. În figurile 3.1 şi 3.2 se indică [37] variaţia rezistenţei la întindere a cuprului respectiv a aluminiului în funcţie de temperatură, considerînd ca parametru durata.

La temperaturi mai mari materialele se pot topi. În tabela 3.1 sînt date temperaturile de topire a metalelor care intră în construcţia instalaţiilor electrice.

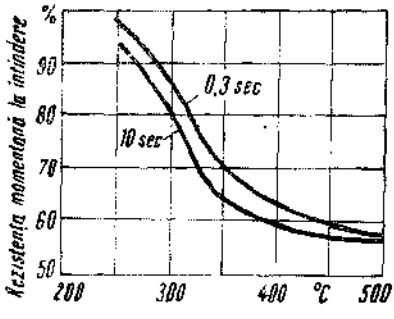


Fig. 3.1 Conservarea rezistenţei mecanice la cupru.

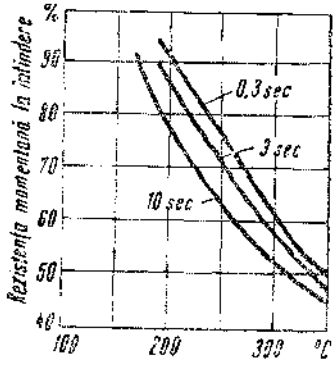


Fig. 3.2 Conservarea rezistenţei mecanice la aluminiu.

TABELA 3.1.

Temperaturile de topire a unor metale

Metalul	Cupru	Aluminiu	Alamă	Bronz	Argint	Plumb	Cositor	Zinc	Oțel
Temperatura de topire °C	1 080	659	900	900	967	327	232	419	1500

Conservarea îmbinărilor și punctelor de sprijin. Numeroase îmbinări se realizează prin lipitură moale cu un aliaj de cositor. Temperatura de topire a aliajului este relativ redusă și trebuie să nu fie atinsă nici la curentul nominal de durată, nici la curentul de scurtcircuit. În tabela 3.2 sînt date temperaturile de topire a aliajelor de cositor folosite la lipituri.

În cazul barelor lungi din stațiile electrice, la trecerea curentului de scurtcircuit, barele se dilată, iar punctele de sprijin (izolatoarele) rămîn fixe. Pentru a elimina eforturile interne în bare, acestea se prevăd, la îmbinări cu legături flexibile, iar rigiditatea mecanică pe izolatoare se realizează pe piese speciale care permit deplasarea în lung, datorită încălzirii barei.

TABELA 3.2

Temperaturile de topire a aliajelor de cositor

Conținutul %	Cositor	80	70	60	40	10
	Plumb	20	30	40	60	80
Temperatura de topire, în °C		200	185	190	240	275

Conservarea izolațiilor. Stabilitatea termică a unui aparat electric, care comportă izolații, este determinată mai ales de conservarea izolației la încălzirea produsă de curentul normal și cel de scurtcircuit. Materialele electroizolante, în ceea ce privește stabilitatea termică, se împart în mai multe clase de izolație. În tabela 3.3 se indică clasele de izolație după STAS 6247—60.

La cablurile electrice cu hîrtie impregnată în ulei, ridicarea temperaturii conduce la formarea de gaze, ceea ce favorizează descărcările electrice datorită cîmpului electric intens. Cu cît tensiunea de exploatare este mai ridicată cu atît temperatura limită admisă este mai redusă. În acest mod se evită inițierea ionizărilor prin șoc.

La considerarea unei clase de izolații trebuie să se considere comportarea aparatului electric în întregime și nu fiecare element component izolat. Pentru fiecare instalație sau aparat, în funcție de construcția sa, se prescrie în standarde sau norme interne, temperaturile cele mai ridicate pe care le pot atinge unele puncte ale instalației sau aparatului.

TABELA 3.3.

Clase de izolaţii după STAS 6247-60

Simbolul clasei de izolaţie	Temperatura caracteristică clasei, în °C	Exemple de materiale
Y	90	Izolaţii compuse din bumbac, hîrtie, mătase, neimpregnate, neimersate în lichide.
A	105	Izolaţii compuse din bumbac, hîrtie, mătase, impregnate sau imersate în lichide electroizolante.
E	120	Izolaţii sub formă de pelicule (email) pe bază de răşini polivinil formal, polimetan epoxid, stratificate pe bază de hîrtie, sau bumbac cu lianţi : răşini fenolformaldehide, melaminoformaldehidice.
B	130	Izolaţii pe bază de mică, azbest, fire de sticlă cu lianţi organici şi compounduri corespunzătoare (lacuri pe bază de uleiuri sicative, răşini epoxidice).
F	155	Izolaţii pe bază de mică, azbest, fire de sticlă cu lianţi organici şi compounduri de impregnare corespunzătoare
H	180	(răşini şi lacuri alchidice, epoxidice, silico-organice). Izolaţii pe bază de mică, azbest, fire de sticlă cu compounduri silico-organice.
C	peste 180	Mică, sticlă şi materiale pe bază de fire de sticlă, porţelan electrotehnic, cuarţ, micalex, azbociment neimpregnat.

3.1.2. Curenţi de stabilitate termică

Drept criteriu pentru stabilitatea termică a unui aparat electric se consideră mai ales intensitatea curentului pe care o poate suporta un aparat timp de o secundă fără ca acesta să se degradeze, prin depăşirea unei temperaturi prescrise, cum ar fi de exemplu 300°C. O verificare a stabilităţii termice în laborator oferă garanţia unei comportări corespunzătoare a aparatului la funcţionare în reţea, cu ocazia producerii curenţilor de scurtcircuit.

Alegerea curenţilor de stabilitate termică pentru un aparat se face ţinînd seama de valoarea curentului de scurtcircuit şi de durata posibilă a acestui curent, ţinînd seama de tehnica protecţiei. Spre exemplu, întrerupătoarele de medie tensiune (U_n=12—24 kV) au valori ale curenţilor de stabilitate termică, pentru 1 s, cuprinse între 14,5 kA şi 30 kA. La întreruptoarele de tensiune înaltă (110—220 kV) acest curent, pentru 4 s, este de 30 kA. Echivalenţa curenţilor de stabilitate termică la două valori ale timpului este tratată în cap. 3.5.9.

3.2. CEDAREA CĂLDURII

Pentru stabilirea ecuaţiilor care definesc regimul termic al conductoarelor parcurse de curent este necesar a preciza în prealabil posibilităţile de cedare a căldurii de către un corp.

3.2.1. Cedarea căldurii prin radiație

Un corp încălzit (cu $T \neq 0^{\circ}K$) transmite căldură prin radiație electromagnetică. Energia radiațiilor captate de un corp cu temperatură mai redusă servește la încălzirea sa. Proprietatea unui corp de a radia este caracterizată de coeficientul de radiație, denumit în tehnica iluminatului și coeficient de absorbție

$$c_r = c_a = \frac{e}{E},$$

unde: e este intensitatea energetică a corpului considerat;
E — intensitatea energetică a corpului negru.

Pentru a îmbunătăți coeficientul de radiație este necsar a se trata suprafețele corpurilor prin: oxidare, vopsire, lăcuire. În tabela 3.4 se indică valori ale coeficientului de radiație pentru metalele folosite în electrotehnică.

Legea radiației Stefan-Boltzmann permite stabilirea puterii radiate de un corp, dacă se cunoaște coeficientul lui de radiație. Astfel

TABELA 3.4.

Coeficienții de radiație c_r

Nr. crt.	Materialul	Tratamentul suprafeței	Coeficient de radiație
1	cupru	lustruit	0,07
2	cupru	laminat	0,15—0,18
3	cupru	vopsit verde mat	0,74
4	cupru	lăcuit galben	0,77
5	cupru	vopsit galben mat	0,88
6	cupru	oxidat	0,585
7	aluminiu	lustruit	0,07
8	aluminiu	vopsit	0,52
9	alamă	lustruită	0,07
10	alamă	rectificată	0,2
11	fier, tablă	lăcuit în negru	0,88
12	nichelina	—	0,28

$$P = 5{,}77\ c_r A \left[\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_0}{100} \right)^4 \right] \text{[W]}, \qquad (3.1)$$

unde: A este suprafața care radiază, în m^2;
T_1 — temperatura absolută a corpului care radiază;
T_0 — temperatura absolută a corpului receptor;
c_r — coeficientul de radiație.

3.2.2. Cedarea căldurii prin conductivitate

Prin conductivitate se nivelează diferenţele existente între energiile cinetice ale moleculelor, produse de oscilaţia, translaţia şi rotaţia celor mai mici particule de material. Dacă materia este de structură regulată şi fără interstiţii, nivelarea energiei cinetice, şi deci a temperaturilor, se face repede. Dimpotrivă, dacă materia posedă goluri şi discontinuităţi, uniformizarea temperaturilor se face mai greu.

Transmisia căldurii prin conductivitate în direcţia a se face conform relaţiei stabilite de Fourier

$$dq = -\lambda \frac{\partial \theta}{\partial a} \lambda A \, dt, \tag{3.2}$$

unde dq este cantitatea de căldură elementară [Ws] transmisă în intervalul de timp dt;

A — suprafaţa de transmitere în m^2;

$\frac{\partial \theta}{\partial a}$ — componenta gradientului de temperatură după direcţia a;

λ — conductivitatea în W/m grd.

Semnul minus în faţa relaţiei (3.2) se pune pentru a obţine pe dq pozitiv, dacă $\partial\theta$ este negativ, adică arată o scădere a temperaturii în direcţia a considerată.

Dacă se face referire la transmisia căldurii prin conductivitate într-un volum V foarte mic limitat de aria Σ, în toate direcţiile, plecînd de la relaţie (3.2) se poate scrie

$$\frac{dq}{dt} = -\oint_{\Sigma} \lambda \text{grad } \theta \cdot dA, \tag{3.3}$$

sau conform teoremei Gauss-Ostrogradski

$$\frac{dq}{dt} = -\int_{v\Sigma} \text{div } (\lambda \text{ grad } \theta) \, dV. \tag{3.4}$$

În interiorul unui corp solid în care există surse de căldură şi în care căldura se transmite numai prin conductivitate, bilanţul energetic este următorul: căldura produsă = căldura înmagazinată + căldura transmisă

adică $$\int_v p_1 dV dt = \int_v \gamma c \frac{\partial \theta}{\partial t} dt dV - \int_v \text{div } (\lambda \text{ grad } \theta) \, dV dt \tag{3.5}$$

unde s-au notat cu

c — căldura specifică în, $\frac{Ws}{kg\ grd}$,

p_1 — puterea dezvoltată în unitatea de volum în $\frac{W}{m^3}$,

γ — masa specifică în, $\frac{kg}{m^3}$,

$d\theta$ — creşterea de temperatură a volumului în intervalul de timp dt.

Din relația (3.5) pentru λ constant se obține

$$p_1 = c\gamma \frac{\partial \theta}{\partial t} - \lambda \text{ div (grad } \theta) \tag{3.6}$$

sau

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{p_1}{c\gamma} + \frac{\lambda}{c\gamma_0} \Delta\theta, \tag{3.7}$$

unde în coordonate carteziene

$$\Delta\theta = \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2}$$

Observații: Produsul $c\gamma$ reprezintă căldura specifică volumică [Ws/m³grd] și se notează cu c_1.

Raportul

$$\frac{\lambda}{c\gamma} = \frac{\lambda}{c_1} = a$$

se numește difuzivitatea căldurii, are dimensiunile [m²/s] și oferă o imagine asupra vitezei ariale de propagare a căldurii prin conductivitate.

3.2.3. Cedarea căldurii către gaze și lichide

Dacă o suprafață încălzită a unui corp solid se limitează la un mediu gazos sau lichid, are loc o cedare de căldură de la suprafața încălzită la mediul lichid sau gazos după relația

$$dq = \alpha A(\theta - \theta_0)dt, \tag{3.8}$$

unde: α este transmisivitatea căldurii, în $\frac{W}{m^2 grd}$;

A — aria delimitatoare între cele două medii, în m²;
θ — temperatura la suprafața corpului solid, în grd;
θ_0 — temperatura mediului lichid sau gazos, în grd,
dq — cantitatea de căldură elementară cedată în intervalul de timp dt.

Transmisivitatea căldurii α are o componentă datorită radiației și o componentă datorită convecției. Prin fenomenul de convecție, moleculele încălzite, cu volum specific ridicat, se deplasează, iar locul lor este ocupat de molecule cu volum specific redus. Deci se poate scrie

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_c = c_r \alpha'_r + \alpha_c,$$

c_r este coeficientul de radiație din tabela 3.1;
α_r — coeficientul de transmisie prin radiație;
α_c — coeficientul de transmisie prin convecție;
α'_r — coeficientul de transmisie prin radiație a corpului negru.

Determinarea transmisivității căldurii prin convecție este o operație dificilă. Nusselt, folosind teoria similitudinii, a determinat transmisivitatea căldurii cu relația de forma

$$\alpha_c = \frac{Nu \cdot \lambda}{l_c} \tag{3.9}$$

n de se notează

λ — conductivitatea termică a gazului sau lichidului;
Nu — numărul Nusselt;
l_c — o lungime caracteristică.

Numărul Nusselt are forma

$$Nu = C_1 Re^m Pr^n \text{ (scurgere forțată)}$$
$$Nu = C_2 Gr^p Pr^s \text{ (scurgere liberă)} \tag{3.10}$$

unde s-a notat

Re — numărul Reynolds;
Pr — numărul Prandtl;
Gr — numărul Grasshoff.

Coeficienții C_1 și C_2 precum și exponenții m, n, p, s se stabilesc prin metode experimentale. Pentru corpuri cilindrice (fire) Nusselt, în concordanță cu relația (3.9), stabilește relațiile [95]

$$\alpha_c = \frac{\lambda}{d} 0{,}435, \text{ pentru diametre mici}$$
$$\alpha_c = \frac{\lambda}{d} Gr^{0.25} .0{,}468, \text{ pentru diametre mari.} \tag{3.11}$$

Este de observat faptul că teoria similitudinii este aplicabilă numai corpurilor cu forme geometrice relativ simple și numai pentru determinarea regimului staționar, deoarece numărul Grasshoff variază cu temperatura. În afară de aceasta, prezența ecranelor termice, a pereților cu poziții relative diferite în raport cu corpul care cedează căldură, este de natură să modifice sensibil transmisivitatea căldurii prin convecție. Astfel, aparatele electrice capsulate, adică închise în carcase de tolă sau material izolant, trebuie studiate experimental pentru determinarea regimului termic.

Separarea cantităților de căldură transmise prin radiație și convecție este dificilă. Transmisivitatea α este puternic influențat de diferența de temperatură $\theta - \theta_0$, de forma, dimensiunile, și poziția relativă a suprafețelor care cedează căldură. Din această cauză α se determină experimental. Pentru construcția

aparatelor electrice din stații, interesează încălziri de cel mult 100°C. Pentru acest domeniu în tabela 3.5 sînt date valori ale coeficientului α'_r, luînd ca parametru înălțimea h a suprafeței care se răcește, așezată vertical.

În tabela 3.6 este dat coeficientul de transmisie prin convecție α_c, în aceleași condiții ca pentru α'_r.

TABELA 3.5.

Coeficientul de transmisie a căldurii α'_r [W/m² grd]
Parametrul h este înălțimea suprafeței verticale, în aer liniștit

Încălzirea $(\theta-\theta_0)$, în grd	Înălțimea h, în mm		
	0,20	0,30	0,50
20	6,4	7,1	7,7
50	7,5	8,2	8,9
100	9,5	10,3	11,3

TABELA 3.6.

Coeficientul de transmisie a căldurii α_c [W/m²grd]
Parametrul h este înălțimea suprafeței verticale, în aer liniștit

Încălzirea $(\theta-\theta_0)$, în grd	Înălțimea h, în mm			
	0,05	0,10	0,80	0,20
20	6	5	4,2	3
50	7,6	6,3	5,3	3,7
100	9,1	7,5	6,2	4,4

Valoarea globală a coeficientului α, determinată experimental, pentru cazul barelor colectoare în stațiile electrice, unde încălzirea nu depășește 80°C, este

$$\alpha = 5{,}5 \sqrt[4]{\frac{T_1 - T_0}{T_0 h}} \sqrt{\frac{b}{760}} \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{ grd}}\right], \qquad (3.\ 12)$$

unde

T_1 este temperatura absolută a plăcii, în °K;
T_0 — temperatura absolută a aerului, în °K;
h — înălțimea plăcii cuprinsă între 0,05 m și 1 m;
b — presiunea atmosferică, în mm Hg.

3.3. CÎMPUL DE TEMPERATURĂ, ÎN REGIM PERMANENT, ÎN MEDII FĂRĂ SURSE

3.3.1. Medii solide limitate de plane paralele

În asemenea caz, în regim staționar, fără surse interne de căldură, în ipoteza transmiterii căldurii într-o singură direcție x, ecuația (3.7) conduce la

$$\frac{d^2\theta}{dx^2}=0 \text{ sau prin integrare}$$

$$\theta=Ax+B \tag{3.13}$$

Constantele A și B se determină în funcție de condițiile la limită, conform cu reprezentarea din figura 2.3, unde s-au reprezentat mediile solide I și II, cu conductivitate termică diferită, medii limitate de plane paralele. Căldura se transmite după direcția x. Din relația (3.13) rezultă

$$\text{pentru } x=0,\ \theta=\theta_1=B$$

$$\text{pentru } x=x_1,\ \theta=\theta_2=Ax_1+\theta_1, \text{ deci}$$

$$A=\frac{\theta_2-\theta_1}{x_1} \text{ și deci ecuația (3.13) se scrie}$$

$$\text{pentru } 0<x<x_1:\ \theta=\theta_1+\frac{\theta_2-\theta_1}{x_1}x \tag{3.14}$$

$$\text{pentru } x_1<x<x_2+x_1:\ \theta=\theta_2+\frac{\theta_3-\theta_2}{x^2}x$$

Relațiile (3.14) arată că temperatura, în mediile cu conductivitate termică constantă, se repartizează liniar în sensul descreșterii temperaturii în direcția propagării. Diferențele $\theta_2-\theta_1$ și $\theta_3-\theta_2$ sînt afectate de semnul minus, deoarece $\theta_1>\theta_2>\theta_3$.

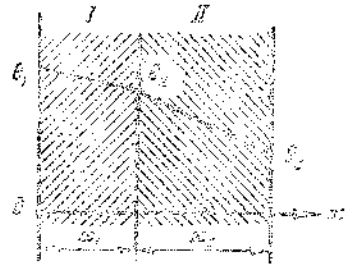


Fig. 3.3 Relativ la transmiterea căldurii în medii solide după o singură direcție.

Transmisivitatea globală a celor două medii se determină, din condiția egalității puterilor transmise de suprafețe egale, puteri exprimate prin relația de transmisie a lui Fourier, după relația (3.2)

$$\frac{dq}{dt}=\lambda_1 A\frac{\theta_1-\theta_2}{x_1}=\lambda_2 A\frac{\theta_2-\theta_3}{x_2}=\lambda_g A\frac{\theta_1-\theta_3}{x_1+x_2}$$

unde: A este aria constantă prin care se face transmisia căldurii;

λ_1, λ_2 — conductivitățile mediilor I și II;

λ_g — conductivitatea globală

Prin operații simple se obține

$$\lambda_g = \frac{x_1 + x_2}{\frac{x_1}{\lambda_1} + \frac{x_1}{\lambda_2}}$$

sau în general pentru n medii

$$\lambda_g = \frac{x_1 + x_2 + \cdots + x_n}{\frac{x_1}{\lambda_1} + \frac{x_2}{\lambda_2} + \cdots + \frac{x_n}{\lambda_n}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{\sum_{i=1}^{n} \frac{x_i}{\lambda_i}}. \tag{3.15}$$

Transmisivitatea globală α_g prin conductivitate, convecție și radiație se poate determina din relațiile de putere constantă transmisă conform cu notațiile din figura 3.4

$$\frac{dQ}{dt} = \alpha_g A(\theta_1 - \theta_0) = \alpha A(\theta_n - \theta_0) = \frac{\lambda_g}{\sum_{i=1}^{n-1} x_i} A(\theta_1 - \theta_n). \tag{3.16}$$

Din relațiile (3.16) se obține transmisivitatea globală

$$\alpha_g = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{x_i}{\lambda_i}}. \tag{3.17}$$

3.3.2. **Medii solide limitate de pereții cilindrici**

Dacă se consideră pereți cilindrici de lungime mare în raport cu diametrul, se poate admite că transmisia căldurii prin conductivitate are loc numai după direcția radială. Variația temperaturii în peretele cilindric se poate stabili observînd că în coordonate cilindrice Lalace-ianul se scrie

$$\Delta\theta = \frac{\partial^2\theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial\theta}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2\theta}{\partial\varphi^2} + \frac{\partial^2\theta}{\partial z^2}$$

Prin ipoteză se admite că temperatura nu variază în raport cu unghiul φ și nici cu coordonata z. În aceste condiții

$$\Delta\theta = \frac{d^2\theta}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{d\theta}{dr} = 0. \tag{3.18}$$

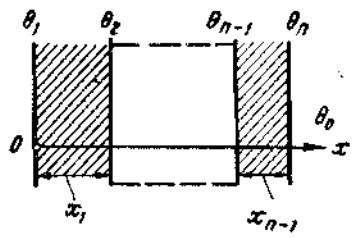


Fig. 3.4 Relativ la determinar e transmitivității globale.

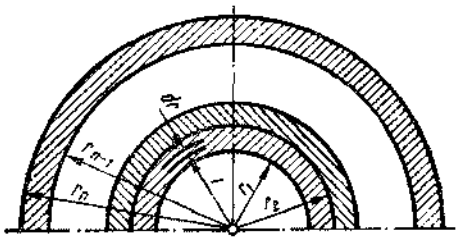


Fig. 3.5 Cazul pereților cilindrici.

Ecuația diferențială (3.18) se scrie succesiv sub formele

$$\frac{d\theta'}{dr}+\frac{1}{r}\theta'=0\,;\; r\frac{d\theta'}{dr}+\theta'=0;\frac{d}{dr}(r.\theta')=0.$$

De unde rezultă din prima integrare

$$r\frac{d\theta}{dr}=C_1 \text{ sau } d\theta=C_1\frac{dr}{r}$$

Din a doua integrare rezultă

$$\theta=C_1 \ln r+C_2. \tag{3.19}$$

Pentru $r=r_1$, $\theta=\theta_1$ și pentru $r=r_2$, $\theta=\theta_2$, iar ecuația (3.19) se scrie

$$\theta_1=C_1 \ln r_1+C_2,$$
$$\theta_2=C_1 \ln r_2+C_2,$$

de unde rezultă

$$C_1=\frac{\theta_1-\theta_2}{\ln\frac{r_1}{r_2}}$$

iar ecuația (3.19) se scrie sub forma

$$\theta=\frac{\theta_1-\theta_2}{\ln\frac{r_1}{r_2}}\cdot\ln r+C_2. \tag{3.20}$$

Ecuația (3.20) scrisă pentru $r=r_1$ este

$$\theta_1=\frac{\theta_1-\theta_2}{\ln\frac{r_1}{r_2}}\ln r_1+C_2$$

sau

$$C_2=\frac{\theta_2 \ln r_1-\theta_1 \ln r_2}{\ln r_1-\ln r_2}.$$

Şi în final ecuaţia (3.19) se scrie

$$\theta = \frac{\theta_1 - \theta_2}{\ln \frac{r_1}{r_2}} \ln r + \frac{\theta_2 \ln r_1 - \theta_1 \ln r_2}{\ln \frac{r_1}{r_2}}. \tag{3.21}$$

Ecuaţia (3. 21) arată că repartiţia temperaturii, în regim staţionar, într-un perete cilindric, este dată de o funcţie logaritmică.

Puterea sau fluxul termic transmis prin cilindrul de rază r şi lungimea l este

$$P = \frac{dq}{dt} = -\lambda \frac{d\theta}{dr} 2\pi r l$$

sau

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta = -\frac{P}{\lambda 2\pi l} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r}.$$

De aci rezultă

$$\theta_2 - \theta_1 = -\frac{P}{\lambda 2\pi l} \ln \frac{r_2}{r_1}.$$

Deoarece $\theta_1 > \theta_2$ ecuaţia se scrie

$$\theta_1 - \theta_2 = \frac{P}{2\pi l \lambda} \ln \frac{r_2}{r_1}. \tag{3.22}$$

Din relaţia (3. 22) se poate calcula diferenţa de temperatură între pereţii cilindrului de conductivitate termică λ, dacă se cunoaşte puterea P transmis pe lungimea l.

Dacă sînt mai mulţi cilindri concentrici, ca în figura 3.5 puterea P transmisă prin fiecare cilindru, pe lungimea l, se conservă.

3.4. CÎMPUL DE TEMPERATURĂ ÎN REGIM PERMANENT, ÎN MEDII CU SURSE

Ecuaţia (3.7) oferă posibilitatea studiului cîmpului de temperatură în conductoare masive, în cazul conductoarelor sub formă de bandă şi al celor de secţiune circulară.

3.4.1. Conductor sub formă de bandă

La acest conductor se acceptă ipoteza simplificatoare că cedarea de căldură către mediul ambiant are loc numai după laturile mari ale suprafeţei periferice deoarece latura mică este neglijabilă în raport cu latura mare (fig. 3.6). În re-

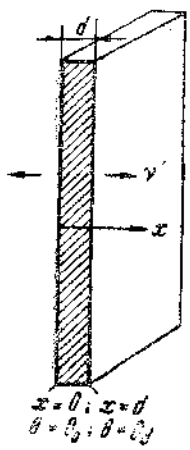


Fig. 3.6 Conductor sub formă de bandă.

gim staționar $d\theta/dt=0$ și deci relația (3.7) se scrie

$$\Delta\theta=-\frac{p_1}{\lambda}. \tag{3.23}$$

Dacă se admite că transmisia căldurii are loc numai după direcția x, ecuația (3.23) se scrie

$$\frac{d^2\theta}{dx^2}=-\frac{p_1}{\lambda}. \tag{3.24}$$

Prin integrare succesivă se obține

$$\frac{d\theta}{dx}=-\frac{p_1}{\lambda}x+C_1, \tag{3.25}$$

$$\theta=-\frac{p_1}{2\lambda}x^2+C_1x+C_2. \tag{3.26}$$

Constantele de integrare C_1 și C_2 se determină din condițiile la limită. Din relația (3.26) pentru $x=0$, $\theta=\theta_0$ și $C_2=\theta_0$.

Dacă se notează puterea specifică disipată de suprafața conductorului pe cele două fețe cu

$$\nu'\left[\frac{W}{m^2}\right] \text{ în sensul } x$$

$$\nu\left[\frac{W}{m^2}\right] \text{ în sensul } -x,$$

se mai scrie că, în regim staționar, căldura dezvoltată de volumul $A\cdot d$ este evacuată prin cele două suprafețe laterale, adică

$$A\cdot d\cdot p_1=A\ (\nu+\nu'), \tag{327}$$

unde: p_1 este puterea dezvoltată în unitatea de volum;

d este grosimea benzii;

A aria unei singure suprafețe laterale.

Cu notația

$$a=\frac{\nu}{\nu+\nu'},$$

care indică gradul de încărcare relativă a celor două suprafețe laterale, ecuația (3.27) devine

$$p_1d=\nu+\nu'=\frac{\nu}{a}. \tag{3.28}$$

Trebuie observat că la limita $x=0$, ecuația (3.25) conduce la

$$\left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=0}=C_1.$$

Pe de altă parte ecuația lui Fourier la limita $x=0$ este

$$\lambda A\left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=0}=\nu A,$$

sau prin înmulțire cu $1/a$ și ținînd seama de relația (3.28) se obține succesiv

$$\frac{\lambda}{a}\left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=0}\frac{\nu}{a}=p_1 d;$$

$$\frac{\lambda}{a}C_1=p_1 d \text{ sau } C_1=\frac{p_1 d}{\lambda}a.$$

Constantele C_1 și C_2 fiind cunoscute, ecuația (3.26) se scrie

$$\theta=-\frac{p_1}{2\lambda}x^2+\frac{p_1 d}{\lambda}ax+\theta_0. \tag{3.29}$$

Pentru $x=d$, $\theta=\theta_d$, iar ecuația (3.29) se scrie

$$\theta_d=-\frac{p_1}{2\lambda}d^2+\frac{p_1 d^2}{\lambda}a+\theta_0.$$

De aci rezultă diferența de temperatură

$$\theta_d-\theta_0=\frac{p_1 d^2}{2\lambda}(2a-1). \tag{3.30}$$

Cazurile limită sînt:

$a=1$, adică $\nu'=0$ și deci nu se cedează căldură după sensul x.

În acest caz, diferența de temperatură este:

$$\theta_d-\theta_0=\frac{p_1 d^2}{2\lambda} \text{ sau } \theta_d=\theta_0+\frac{p_1 d^2}{2\lambda}. \tag{3.31}$$

$a=0$, adică $\nu=0$ întreaga cantitate de căldură se transmite după sensul lui x.

În acest caz, diferența de temperatură este

$$\theta_d-\theta_0=-\frac{p_1 d^2}{2\lambda} \text{ sau } \theta_d=\theta_0-\frac{p_1 d^2}{2\lambda}. \tag{3.32}$$

$a=0{,}5$, adică suprafețele laterale cedează căldură în mod egal. În acest caz, temperaturile θ_d și θ_0 sînt egale, deoarece $a=1/2$, iar $\theta_d-\theta_0=0$.

În figura 3.7 s-a reprezentat diagrama $\theta=f(x)$ luînd ca parametru pe a cu valorile $a=1$; $a=0{,}5$ și $a=0$, iar ca nivel de referință temperatura θ_0.

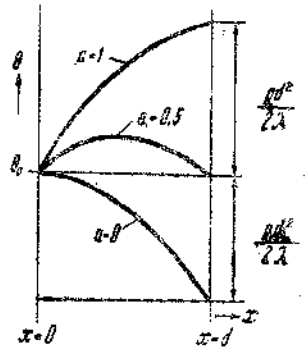


Fig. 3.7 Cîmpul de temperatură în conductorul bandă.

3.4.2. Conductor de secțiune circulară

Pentru studiul repartiției temperaturii, în regim staționar, în conductoarele de secțiune circulară este util a se scrie expresia Laplace-ianului în coordonate cilindrice.

În regim staționar, la conductoare foarte lungi, căldura se transmite numai după direcție radială, astfel că relația (3.7) devine

$$\frac{d^2\theta}{dr^2}+\frac{1}{r}\frac{d\theta}{dr}+\frac{p_1}{\lambda}=0. \tag{3.33}$$

Prin înmulțire cu r se obține

$$r\frac{d^2\theta}{dr^2}+\frac{d\theta}{dr}=-\frac{p_1}{\lambda}r \text{ sau } r\frac{d}{dr}(\theta')+\theta'=-\frac{p_1}{\lambda}r \text{ sau}$$

$$\frac{d}{dr}(r\theta')=-\frac{p_1}{\lambda}r.$$

De unde rezultă

$$r\frac{d\theta}{dr}=-\frac{p_1}{2\lambda}r^2+C_1 \text{ sau } d\theta=-\frac{p_1}{2\lambda}r\,dr+C_1\frac{dr}{r}$$

Integrînd din nou se obține

$$\theta=-\frac{p_1}{\lambda}\frac{r^2}{4}+C_1\ \ln r+C_2. \tag{3.34}$$

Constantele C_1 și C_2 se determină prin condiții la limită. Derivînd relația (3.34) se obține

$$\frac{d\theta}{dr}=-\frac{p_1}{\lambda}\frac{r}{2}+C_1\frac{1}{r}$$

În această ecuație dacă punem $r=r_0$ (fig. 3.8) se obține

$$\left[\frac{d\theta}{dr}\right]_{r=r_0}=-\frac{p_1}{\lambda}\frac{r_0}{2}+\frac{C_1}{r_0}$$

Bilanțul energetic stabilește egalitatea între cantitatea de căldură dezvoltată de volumul definit de înălțimea cilindrului egală cu l și cantitatea de căldură evacuată pe aria corespunzătoare

$$\pi r_0^2=-2\pi r_0 l\lambda\left[\frac{d\theta}{dr}\right]_{r=r_0}=-2\pi r_0 l\lambda\left[\frac{-p_1}{\lambda}\cdot\frac{r_0}{2}+\frac{C_1}{r_0}\right].$$

Rezultă că $C_1=0$ iar ecuația (3.34) devine

$$\theta_0=-\frac{p_1}{\lambda}\frac{r_0^2}{4}+C_2$$

sau

$$C_2 = \theta_0 + \frac{p_1}{\lambda}\frac{r_0^2}{4} .$$

Constantele C_1 şi C_2 fiind cunoscute, ecuaţia (3.33) se transformă în

$$\theta = -\frac{p_1}{\lambda}\frac{r^2}{4} + \frac{p_1}{\lambda}\frac{r_0^2}{4} + \theta_0 . \qquad (3.35)$$

Temperatura θ_1 din axul conductorului se obţine din ecuaţia (3.35) dacă se introduce valoarea $r=0$

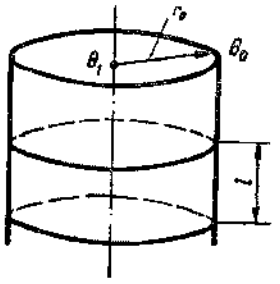


Fig. 3.8 Conductorul circular.

$$\theta_1 = \frac{p_1 r_0^2}{4\lambda} + \theta_0$$

Diferenţa între temperaturile din ax, la periferie este

$$\theta_1 - \theta_0 = \frac{p_1^2}{\lambda}\frac{r_0^2}{4} . \qquad (3.36)$$

Din relaţia bilanţului energetic scris sub forma

$$\pi r_0^2 \, l p_1 = 2\pi r_0 \nu l$$

se obţine

$$p_1 = \frac{2\nu}{r_0} ,$$

expresie care introdusă în relaţia (3.36) conduce la :

$$\theta_1 - \theta_0 = \frac{\nu}{\lambda}\frac{r_0}{2} . \qquad (3.37)$$

Observaţie. Diferenţe de temperatură sensibile ale punctelor situate în interiorul şi periferia conductorului se obţin numai în cazul conductoarelor cu λ mic, cum sînt sîrmele rezistive sau barele de silit (carbură de siliciu), utilizate în electrocăldură. În acest sens, următoarele trei exemple numerice sînt concludente.

La o sîrmă rotundă de crom-nichel cu $2r_0 = 0{,}1$ cm ;

$\nu = 2 \text{W/cm}^2$; $\lambda = 0{,}17$ W/cm.grad se obţine

$$\theta_1 - \theta_0 = \frac{\nu}{\lambda}\frac{r_0}{2} = \frac{2\,\frac{\text{W}}{\text{cm}^2}}{0{,}17\,\frac{\text{W}}{\text{cm}^\circ\text{C}}} \cdot \frac{0{,}1}{4}\,\text{cm} = 0{,}293^\circ\text{C} .$$

La o bară rotundă de silit cu $2r_0=3$ cm ; $\nu=20$ W/cm²; $\lambda=0{,}1165$ W/cm. grd se obține

$$\theta_1-\theta_0=\frac{\nu}{\lambda}\cdot\frac{r_0}{2}=\frac{20\ \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{cm}^2}}{0{,}1165\ \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{cm}\cdot{}^\circ\mathrm{C}}}\cdot\frac{3}{4}\ \mathrm{cm}=129{}^\circ\mathrm{C}.$$

La un conductor de secțiune circulară de cupru cu $2r_0=2$ cm ; $J=5\ \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{mm}^2}=5{\cdot}10^2\ \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{cm}^2}$, $\lambda=3{,}93$ W/cm·grd, $\rho=0{,}0175\ \Omega\ \mathrm{mm}^2/\mathrm{m}$ se obține succesiv :

Puterea dezvoltată în volumul corespunzător generatoarei de 1 cm este :

$$p_g=\rho\frac{l}{A}J^2A^2=\rho lAJ^2=0{,}0175\cdot10^4\ \Omega\mathrm{cm}\cdot1\ \mathrm{cm}\quad\frac{\pi2^2}{4}\mathrm{cm}^2(500)^2\frac{\mathrm{A}^2}{\mathrm{cm}},$$

$$p_g=1{,}375\ \mathrm{W}.$$

Această putere se disipă pe aria laterală $\pi D\cdot l=\pi\cdot2$ cm·1 cm=6,28 cm². Încărcarea specifică este

$$\nu=\frac{1{,}375\ \mathrm{W}}{6{,}28\ \mathrm{cm}^2}=0{,}219\ \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{cm}^2}.$$

Diferența de temperatură conform relației (3.37) este

$$\theta_1-\theta_0=\frac{\nu}{\lambda}\cdot\frac{r_0}{2}\frac{0{,}219}{3{,}93}\cdot\frac{1}{2}=0{,}0279\ \mathrm{grd}.$$

3.5 REGIMUL TERMIC AL CONDUCTORULUI DREPT, CU SECȚIUNE CONSTANTĂ

La stabilirea ecuației diferențiale a încălzirii conductorului drept, de secțiune constantă, se ține seamă atît de transmisia căldurii prin conductivitate cît și de transmisia prin convecție și radiație la periferia conductorului. În acest scop se notează, în concordanță cu figura 3.9 :

α — transmisivitatea căldurii la periferia conductorului, în $\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2\,\mathrm{grd}}$;

l_p — lungimea periferică (perimetrul) conductorului, în m ;

$\mathrm{d}V=A\,\mathrm{d}x$, elementul de volum al conductorului, în m³ ;

A — aria secțiunii transversale a conductorului, m².

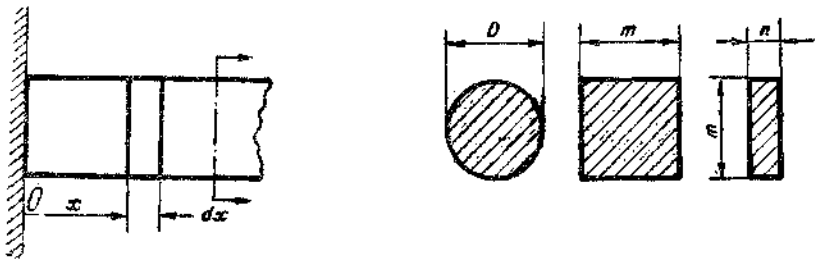


Fig. 3.9 Conductorul drept, de secțiune constantă.

Se scrie bilanțul energetic sub formă diferențială, completîndu-se relația (3.5) cu termenul de cedarea căldurii la periferia conductorului. Se obține astfel

$$p_1 A\,dx\,dt = c\gamma A\,dx\,\frac{\partial\theta}{\partial t}\,dt - \lambda\Delta\theta\;A\,dx\;dt + \alpha l_p\,dx\;\theta\;dt \tag{3.38}$$

unde θ reprezintă diferența de temperatură între temperatura conductorului și a mediului ambiant și care se numește și *încălzire*. Se mai fac notațiile

$c\gamma = c_1$, căldura specifică volumică, în $\frac{\text{Ws}}{\text{m}^3\,\text{grd}}$;

$p_1 = \rho J^2$, în W/m^3

și din ecuația (3.38) se obține

$$\frac{\partial\theta}{\partial t} = \frac{\rho J^2}{c_1} + \frac{\lambda}{c_1}\Delta\theta - \frac{\alpha l_p}{c_1 A}\theta. \tag{3.39}$$

Ecuația (3.39) reprezintă ecuația diferențială a căldurii, cu referire la un conductor drept de secțiune transversală constantă, prin care trece curentul de densitate J.

3.5.1. **Temperatura constantă în lungul conductorului**

Dacă conductorul este lung se poate face abstracție de efectul de capăt (spre exemplu încălzirea unui contact) și deci într-o zonă depărtată de capete se poate admite o temperatură constantă în lungul conductorului și în consecință $\Delta\theta = 0$. În același timp trebuie să se țină seama că, la materialele curente cum sînt cuprul, aluminiul, rezistivitatea este o funcție de temperatură de forma

$$\rho = \rho_p(1 + \alpha_R\theta) \tag{3.40}$$

unde s-a notat:

ρ_p — rezistivitatea la temperatura de preîncălzire, în Ω m.
α_R — coeficientul de temperatură al rezistivității, în grd^{-1}.
θ — încălzirea conductorului.

Încălzirea conductorului. Cu precizările menționate, rezultă ecuația diferențială a încălzirii conductorului

$$\frac{d\theta}{dt}+\left[\frac{\alpha l_p}{c_1 A}-\rho_p\alpha_R\frac{J^2}{c_1}\right]\theta=\frac{\rho_p J^2}{c_1}\,. \tag{3.41}$$

Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (3.41) se obține

$$\mathfrak{L}\theta=\frac{\rho_p J^2}{c_1}\cdot\frac{1}{\frac{\alpha l_p-\rho_p\alpha_R A J^2}{c_1 A}\,p}\cdot\frac{1}{\left(1+\frac{c_1 A\,p}{\alpha l_p-\rho_p\alpha_R A J^2}\right)}\,.$$

Soluția în domeniu original rezultă.

$$\theta=\frac{\rho_p J^2 A}{\alpha l_p-\alpha_R\rho_p J^2 A}\left\{1-\exp\left[-t\left(\frac{\alpha_1 p}{c_1 A}-\frac{\alpha_R\rho_p J^2}{c_1}\right)\right]\right\}\,. \tag{3.42}$$

Dacă în relația (3.42) se notează

$$\begin{aligned}\frac{\rho_p J^2 A}{\alpha l_p}&=\theta_{0max}\\ \frac{\alpha l_p}{c_1 A}&=\frac{1}{T_0}\\ \frac{\alpha_R\rho_p J^2}{c_1}&=\frac{1}{T_1}\,,\end{aligned} \tag{3.43}$$

ecuația (3.42) se transformă în

$$\theta=\frac{\theta_{0max}}{1-\alpha_R\theta_{0max}}\left[1-\exp\left(-t\frac{T_1-T_0}{T_1\,T_0}\right)\right] \tag{3.44}$$

sau și mai simplu

$$\theta=\theta_{max}\left[1-e^{-\frac{t}{T}}\right] \tag{3.45}$$

unde s-a notat

$$\theta_{max}=\frac{\theta_{0max}}{1-\alpha_R\theta_{0max}} \tag{3.46}$$

$$T=\frac{T_1 T_0}{T_1-T_0}\,. \tag{3.47}$$

Ecuațiile (3. 44) și (3. 45) reprezintă încălzirea unui conductor parcurs de curent electric, cînd se ține seama de variația rezistivității cu temperatura. Dacă această variație este nulă, adică $\alpha_R=0$ se obține ecuația

$$\theta=\theta_{max}\left[1-e^{-\frac{t}{T_0}}\right] \tag{3.48}$$

adică o curbă exponențială, cu constanta de timp T_0 și valoarea θ_{max} a încălzirii în regim permanent.

Densitate de curent critică. La depășirea unei anume densități de curent, numită critică, exponentul lui e devine negativ, iar diferența $1-\alpha_R\,\theta_{0max}$ ia valori negative. Valoarea acestei densități de curent se obține, sau din condiția $T_1=T_0$, sau din condiția $\alpha_R\,\theta_{0max}=1$ și este

$$J_{cr}=\sqrt{\frac{\alpha l_p}{\rho_p \alpha_R A}}. \tag{3.49}$$

Dacă $J>J_{cr}$ ecuația încălzirii conductorului ia forma

$$\theta=\theta_{max}\left[\mathrm{e}^{\frac{t}{T}}-1)\right] \tag{3.50}$$

unde s-a notat

$$\theta_{max}=\frac{\theta_{0max}}{\alpha_R\theta_{0max}-1},\ \text{cu}\ \theta_{max}-1>0\ ;$$

$$T=\frac{T_1T_0}{T_0-T_1},\ \text{cu}\ T>0.$$

Densitatea de curent critică separă două regimuri distincte ale încălzirii conductorului. Dacă $J<J_{cr}$ conductorul are o încălzire finită, bine determinată, în regim permanent, iar dacă $J>J_{cr}$ încălzirea conductorului crește repede către o valoare infinit de mare, ceea ce conduce la topirea și volotilizarea materialului. Transmisivitatea α acuză valori din ce în ce mai mari pe măsură ce încălzirea conductorului crește, deoarece cedarea căldurii prin radiație devine astfel importantă în comparație cu cedarea căldurii prin convecție. Ecuația încălzirii conductorului se mai scrie sub forma

$$\theta=\frac{\theta_{max}}{1-\alpha_R\,\theta_{max}}\left[1-\exp\left(-\frac{1-\alpha_R\,\theta_{0max}}{\theta_{0max}}\cdot\frac{\rho_p J^2}{c_1}t\right)\right] \tag{3.51}$$

În această ecuație se poate observa că încălzirea depinde, pentru un conductor dat, de θ_{0max}, α_R și $\rho_p\frac{J^2}{c_1}=\frac{1}{\alpha_R T_1}$.

Răcirea conductorului. Prin întreruperea curentului electric $J=0$, iar din ecuația (3.39) rezultă ecuația diferențială a răcirii

$$\frac{\partial\theta}{\partial t}=-\frac{\alpha l_p}{c_1 A}\theta. \tag{3.52}$$

Ținînd seama de notația pentru constanta de timp T_0 din relația (3. 43), după separarea variabilelor și integrare între limitele θ_t și θ pentru încălzire și t pentru timp, se obține ecuația răcirii conductorului

$$\theta=\theta_t\mathrm{e}^{-\frac{t}{T_0}}. \tag{3.53}$$

În această ecuație încălzirea inițială θ_t reprezintă încălzirea conductorului în momentul suprimării curentului.

Observație. Constantele de timp de încălzire și răcire diferă. În adevăr, la încălzire constanta de timp este

$T=\frac{T_1T_0}{T_1-T_0}$, iar la răcire este T_0.

Interpretarea fizică a constantelor de timp T_0 *și* T_1. Constanta de timp T_0 reprezintă timpul necesar încălzirii conductorului la valoarea θ_{0max}, în ipoteza că energia disipată de suprafața periferică a conductorului este nulă. În adevăr, bilanțul energetic pentru volumul de conductor $A\,dx$, în ipoteza menționată este

$$\rho_p J^2 A\,dx\;dt=c_1\;A\;dx\;d\theta$$

sau

$$\rho_p J^2\int_0^{T_0}dt=c_1\int_0^{\theta_{max}}d\theta$$

de unde, prin înlocuirea $\theta_{0max}=\frac{\rho_p J^2 A}{\alpha l_p}$ rezultă

$$T_0=\frac{c_1\;A}{\alpha l_p}.$$

Constanta de timp T_1 reprezintă timpul necesar încălzirii conductorului la valoarea $\theta=1/\alpha_R$, în ipoteza că energia disipată de suprafața periferică a conductorului este nulă. În acest caz cu noile limite de integrare rezultă

$$\rho_p J^2\int_0^{T_1}dt=c_1\int_0^{\frac{1}{\alpha_R}}d\theta$$

de unde se obține $T_1=c_1/(\alpha_R\rho_p J^2)$.

Reprezentări grafice. În figura 3. 10 s-a reprezentat grafic ecuația încălzirii unui conductor de cupru, după relația (3. 51) în funcție de $\frac{\rho_p J^2}{c_1}t$ sau $\frac{t}{\alpha_R T_1}$ pentru diferite valori ale lui θ_{0max}, considerat ca parametru. Pentru cazul limită $\theta_{0max}=1/\alpha_R$, după ridicarea nedeterminării în ecuația (3. 51), se obține relația de variație a încălzirii conductorului

$$\theta=\frac{\rho_p J^2}{C_1}t \qquad (3.\ 54)$$

adică, în acest caz, încălzirea variază linear cu timpul. În figura 3. 11 s-au reprezentat grafic curbele de încălzire și de răcire în ipoteza că $\alpha_R=0$ sau se consideră o rezistivitate medie în cadrul unei variații limitate de temperatură.

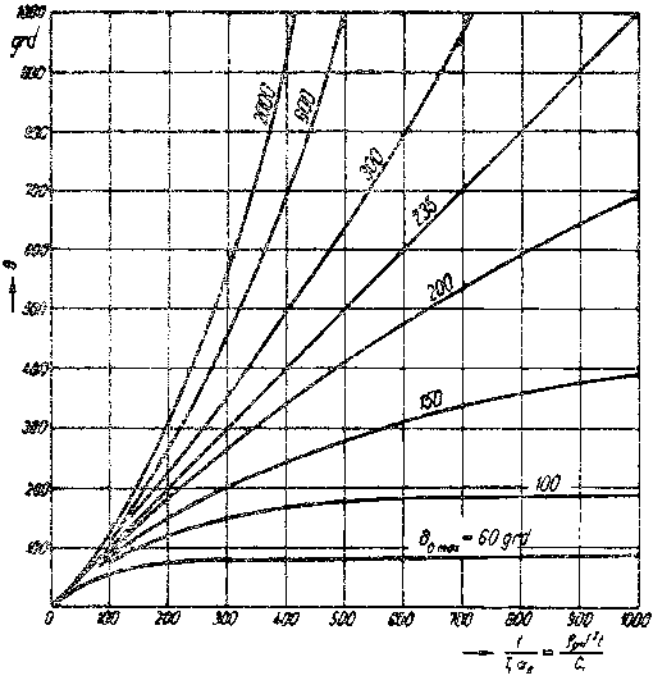


Fig. 3.10. Încălzirea unui conductor de cupru.

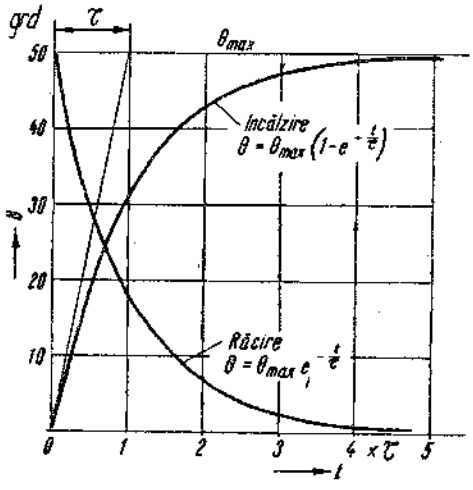


Fig. 3.11. Curbe exponențiale de încălzire și răcire.

Relația (3. 43) pentru θ_{0max}, servește la determinarea curentului admisibil într-un conductor pentru o supratemperatură θ_{0max} dată

$$\theta_{0max}=\frac{I^2\rho A^3}{\alpha l_p}=\frac{I^2\rho A^2}{\alpha l_p A}=\frac{I^2\rho}{\alpha l_p A},$$

unde I este curentul total în conductor. Rezultă curentul I pentru supratemperatura θ_{0max} admisă

$$I=\sqrt{\frac{\theta_{0max}\alpha l_p A}{\rho}}. \tag{3.55}$$

Pentru un conductor de cupru în aer liniștit cu $\rho=0{,}017\cdot10^{-4}$ Ω cm și $\alpha=10\cdot10^{-4}$ W/cm² °C se obține relația aproximativă

$$I=24\sqrt{\theta_{0max}l_p A}\ \ [\mathrm{A}].$$

Tot din relația încălzirii în regim permanent (3.43) se obține diametrul d al unui conductor circular, parcurs de curentul I, cu supratemperatura θ_{0max}

$$\theta_{0max}=\frac{I^2\rho}{\alpha l_p A}=\frac{I^2\rho}{\alpha\pi d\frac{\pi d^2}{4}}=\frac{4\rho I^2}{\pi^2\alpha d^3},$$

sau

$$d=\sqrt[3]{\frac{4\rho I^2}{\pi^2\alpha\theta_{0max}}}. \tag{3.56}$$

Ecuația (3.56) servește la calculul unor noi tipuri de aparate, dacă pe un model de scară redus se determină experimental raportul ρ/α, care se poate accepta același și la tipurile noi.

3.5.2. **Determinarea încălzirii pe cale experimentală**

În cazul corpurilor cu masă mare, temperatura de regim θ_{max} este atinsă după un număr mare de ore spre exemplu 10-20 de ore. În scopul reducerii timpului de experimentare se construiește, ca în figura 3.12, dreapta $\theta=f(\Delta\theta)$. Punctul de intersecție al acestei drepte cu axa ordonatelor definește valoarea θ_{max}. Creșterile de supratemperatură $\Delta\theta_1$, $\Delta\theta_2$, $\Delta\theta_3$ corespund unor intervale de timp t egale. Practic, pentru obținerea rezultatului este necesar să se măsoare temperatura aparatului, corespunzătoare curbei de încălzire numai pentru cîteva puncte A, B, C, D.

Justificarea metodei este următoarea: Din ecuația încălzirii (3.45) prin derivare se obține

$$\frac{d\theta}{dt}=\frac{1}{T}\,\theta_{max}\,e^{-\frac{t}{T}}. \tag{3.57}$$

Dar din relația încălzirii (3.45) se obține expresia

$$e^{-\frac{t}{T}}=1-\frac{\theta}{\theta_{max}}$$

care introdusă în relația (3.57) conduce la

$$\frac{d\theta}{dt}=\frac{1}{T}(\theta_{max}-\theta)$$

sau

$$\theta=\theta_{max}-T\frac{d\theta}{dt}.$$

Această relație în cantități finite se scrie sub forma

$$\theta=\theta_{max}-T\frac{\Delta\theta}{\Delta t}, \qquad (3.58)$$

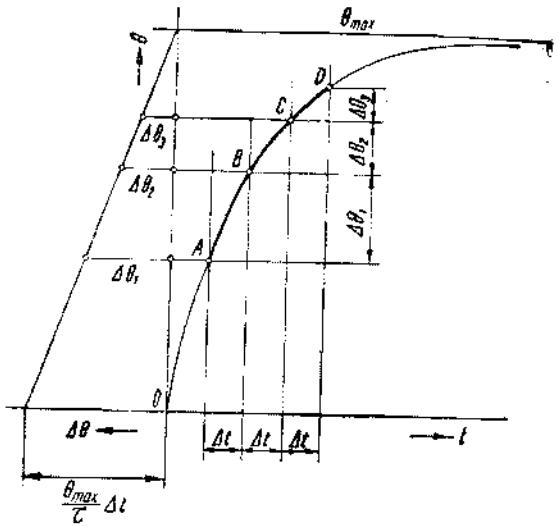


Fig. 3.12. Relativ la determinarea încălzirii pe cale experimentală.

unde $\Delta\theta$ este creșterea de încălzire în intervalul de timp Δt.

În relația (3.58) se constată că dacă Δt=const, încălzirea θ se reprezintă grafic printr-o dreaptă. Această dreaptă taie axa absciselor (adică încălzirea θ=0) la

$$\Delta\theta=\frac{\theta_{max}}{T}\Delta t.$$

Axa ordonatelor este tăiată dacă $\Delta\theta=0$, la $\theta=\theta_{max}$.

3.5.3. Încărcarea intermitentă

În regim de încărcare intermitentă, conductorul este parcurs de curent în intervalul de timp Δt_1 și rămîne fără curent în intervalul Δt_2. Se admite că acest regim se repetă cu aceleași durate de încărcare și de pauză, așa cum s-a reprezentat grafic în figura 3. 13. Încălzirea (supratemperatura) θ_1 după timpul Δt_1 se calculează cu ajutorul relației (3. 45). Apoi pe durata Δt_2 urmează răcirea conductorului, care se poate calcula cu ajutorul relației (3. 53).

Conform cu figura 3. 13 se obține succesiv

$$\theta_1=\theta_{max}\left(1-e^{-\frac{\Delta t_1}{T}}\right)$$

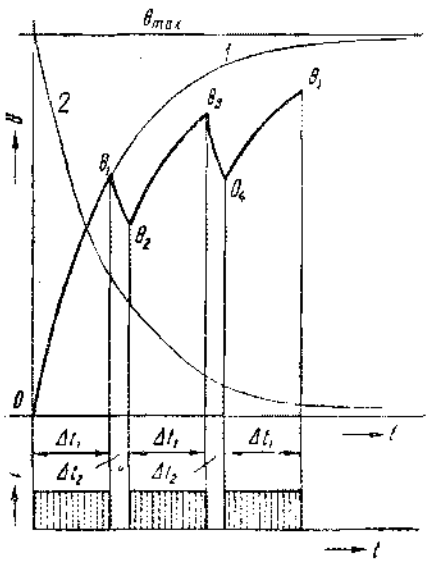


Fig. 3.13. Regimul intermitent de încălzire.

$$\theta_2=\theta_1 e^{-\frac{\Delta t_2}{T_0}},$$

$$\theta_3=\theta_{max}-(\theta_{max}-\theta_2)e^{-\frac{\Delta t_1}{T}},$$

$$\theta_4=\theta_3 e^{-\frac{\Delta t_2}{T_0}},$$

$$\vdots$$

$$\theta_{2n}=\theta_{2n-1}e^{-\frac{\Delta t_2}{T_0}}=\theta_{2n-1}A_2, \tag{3.59}$$

$$\theta_{2n+1}=\theta_{max}-(\theta_{max}-\theta_{2n})e^{-\frac{\Delta t_1}{T}}=$$
$$=\theta_{max}-(\theta_{max}-\theta_{2n})A_1, \tag{3.60}$$

unde $A_2=e^{-\frac{\Delta t_2}{T_0}}$ și $A_1=e^{-\frac{\Delta t_1}{T}}$.

După un număr foarte mare de cicluri de încălzire și răcire, adică dacă $n\to\infty$, între două încălziri succesive nu va mai exista nici o diferență de temperatură. Deci

$$\theta_{2n+1}=\theta_{2n-1}. \tag{3.61}$$

Din relațiile (3. 59,) (3. 60) și (3. 61) se obține

$$\theta_{max}-\theta_{max}A_1+\theta_{2n}A_1=\frac{\theta_{2n}}{A_2},$$

de unde rezultă

$$\theta_{\substack{2n\\n\to\infty}}=\frac{A_2-A_1A_2}{1-A_1A_2}\theta_{max}. \tag{3.62}$$

Relația (3. 62) indică *încălzirea minimă (la răcire)* după un număr infinit de cicluri.

Dacă în relația (3. 60) se introduce valoarea lui θ_{2n} din (3. 59) se obține

$$\theta_{2n+1}=\theta_{max}-(\theta_{max}-\theta_{2n-1}A_2)A_1,$$

sau, ținînd seama de relația (3. 61) rezltă

$$\theta_{\substack{(2n+1)\\(2n-1)\\n\to\infty}}=\frac{1-A_1}{1-A_1A_2}\theta_{max}=\theta_\infty. \tag{3.63}$$

Ecuația se scrie dezvoltat $\theta_3-\theta_2=(\theta_{max}-\theta_2)\left(1-e^{-\frac{\Delta t_1}{T}}\right)$.

Relația (3. 63) indică *încălzirea maximă* după un număr infinit de cicluri de încălzire și răcire. Dacă $\Delta t_2=0$ rezultă că $A_2=1$ și relația (3. 63) arată că $\theta_{max}=\theta_\infty$. Pentru $A_1=A_2=0{,}5$ se obține $\theta_\infty=2/3\ \theta_{max}$. Deci, în aceste condiții de funcționare intermitentă se obține numai 66,6% din temperatura finală, care se stabilește la funcționarea în regim continuu. Din relația (3. 63) rezultă gradul de supraîncărcare x al aparatului în regim intermitent pentru a realiza aceeași încălzire ca în regim continuu de lucru

$$x=\frac{\theta_{max}}{\theta_\infty}=\frac{1-A_1A_2}{1-A_1}. \tag{3.64}$$

Dacă intervalele de timp Δt_1, respectiv Δt_2, nu sînt egale, se folosește o rezolvare grafică. Se desenează, ca în figura 3. 13 curbele (*1*) de încălzire și (*2*) de răcire. Punctul θ_1 se calculează, iar restul diagramei se desenează prin translația unor porțiuni ale curbelor de răcire și încălzire, limitate de intervalele de timp corespunzătoare.

3.5.4. Efectul de capăt în regim permanent

În acest regim $\partial\theta/\partial t=0$, iar din ecuația (3.39), cu $\rho=\rho_p(1+\alpha_R\theta)$, se obține ecuația diferențială

$$\frac{d^2\theta}{dx^2}-\left(\frac{\alpha l_p-\alpha_R\ \rho_p\ J^2A}{\lambda A}\right)\theta+\frac{\rho_p\ J^2}{\lambda}=0. \tag{3.65}$$

Soluția acestei ecuații diferențiale, fără termen liber, este

$$\theta=C_1\ e^{\beta x}+C_2\ e^{-\beta x}$$

cu

$$\beta=\sqrt{\frac{\alpha l_p-\alpha_R\ \rho_p\ J^2A}{\lambda A}}.$$

Considerarea regimului permanent în ecuația (3.65) oferă o soluție particulară, care pentru $x=\infty$ este

$$\theta-\theta_{max}=\frac{\theta_{0\,max}}{1-\alpha_R\ \theta_{0\,max}}$$

cu

$$\theta_{0\,max}=\frac{\rho_p\ J^2\ A}{\alpha l_p}.$$

Se poate scrie acum soluția completă a încălzirii conductorului

$$\theta=C_1\ e^{\beta x}+C_2\ e^{-\beta x}+\theta_{max}. \tag{3.66}$$

Determinarea constantelor C_1 și C_2 se face prin stabilirea condițiilor la limită. Astfel

— Pentru $x=\infty$; $\theta=\theta_{max}$, deoarece pentru un punct al conductorului situat la o distanță foarte mare de capăt, încălzirea capătului nu are nici o influență, din ecuația (3.66) rezultă

$$\theta_{max}=\theta_{max}+C_1\ e^{\beta x}\ \text{sau}\ C_1=0.$$

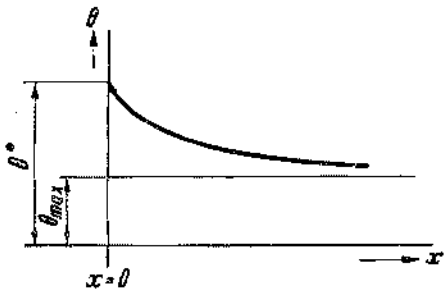


Fig. 3.14. Efectul de capăt.

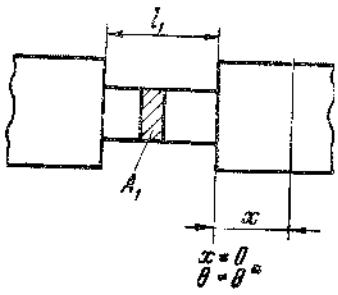


Fig. 3.15. Relativ la încălzirea locului îngust.

— Pentru $x=0$; $\theta=\theta^*$, adică suprafața frontală a conductorului ia încălzirea θ^* cea mai mare. În acest caz ecuația (3.66) conduce la

$$\theta^*=\theta_{max}+C_2 \text{ sau } C_2=\theta^*-\theta_{max}$$

și deci soluția finală este

$$\theta=(\theta^*-\theta_{max})e^{-\beta x}+\theta_{max}. \tag{3.67}$$

Această ecuație este reprezentată grafic, calitativ, în figura 3.14, unde se constată că încălzirea scade exponențial și tinde, pentru un punct îndepărtat, către încălzirea în regim permanent produsă numai de trecerea curentului electric prin conductor.

3.5.5. Încălzirea locului îngust

La diminuarea secțiunii unui conductor, temperatura locului îngust este mai ridicată decît a restului conductorului. Elementele conductorului schițat în figura 3.15 sînt:

l_1 — lungimea locului îngust;
A_1 — aria secțiunii înguste;
A — aria secțiunii restului conductorului;
ρ — rezistivitatea comună celor două secțiuni.

Puterea electrică introdusă în conductorul cu secțiunea diminuată este

$$\frac{dq}{dt}=\rho_p(1+\alpha_{t'}\theta)l_1J_1^2\ A_1$$

iar puterea electrică evacuată de suprafața exterioară corespunzătoare este

$$\frac{dq_3}{dt}=\alpha l_{p1}l_1\theta^*.$$

Diferența între puterile introdusă și evacuată de suprafața exterioară este transmisă simetric, prin conductivitate, conductorului cu aria secțiunii A. Deci după direcția x se va transmite puterea (sau fluxul termic)

$$\frac{1}{2}\left(\frac{dq}{dt}-\frac{dq_3}{dt}\right)=\frac{1}{2}=-\lambda A\left(\frac{\partial\theta}{\partial x}\right)_{x=0} \tag{3.68}$$

Expresia gradientului $\frac{\partial\theta}{\partial x}$ pentru $x=0$ se obține din relația (3.67)

$$\left(\frac{\partial\theta}{\partial x}\right)_{x=0}=-\frac{q}{\lambda}(\theta^*-\theta_{max})\,e^{-\beta x}=-\beta(\theta^*-\theta_{max}),$$

care se introduce în relația (3.68) și se obține

$$\rho_p(1+\alpha_R\theta^*)\,I_1J_1^2A_1-\alpha I_1l_{p_1}\theta^*=2\lambda\beta A(\theta^*-\theta_{max}),$$

de unde se extrage valoarea încălzirii θ^* în secțiunea îngustă

$$\theta^*=\frac{\rho I_1J_1^2A_1+2\lambda\beta\,A\theta_{max}}{2\lambda\beta A+\alpha I_1l_{p_1}-\rho_p\alpha_R I_1J_1^2A_1} \tag{3.69}$$

unde θ_{max} s-a calculat cu relația (3.46).

3.5.6. Cîmpul de temperatură în conductorul a cărui suprafață frontală se încălzește prin arc electric

Dacă între suprafețele a două conductoare apare un arc electric, cum ar fi de exemplu cazul întreruptoarelor care întrerup un arc electric, suprafața frontală a fiecărui conductor ia aproape instantaneu temperatura θ^* a piciorului arcului electric, care este egală cu temperatura de evaporare a materialului de contact (fig. 3.16). În asemenea situație este important a se determina cîmpul de temperatură în regiunea conductorului din apropierea piciorului de arc electric. Din cauza temperaturii mari a suprafeței frontale a conductorului se poate neglija ridicarea temperaturii conductorului datorită trecerii curentului electric, precum și cedarea de căldură pe suprafața exterioară, dacă se studiază fenomenul pe o durată scurtă de la apariția arcului electric. În aceste condiții ecuația generală a transmisiei căldurii (3.39) devine

$$\frac{\partial\theta}{\partial t}=a\frac{\partial^2\theta}{\partial x^2}. \tag{3.70}$$

Pentru găsirea soluției ecuației diferențiale (3. 70) se aplică transformarea Laplace, observînd că originea timpului, adică $t=0$, se ia la apariția arcului electric și că acesta excită conductorul cu funcția treaptă de încălzire θ^*. Dacă se notează

$$\mathcal{L}(\theta)=\Theta\,;\qquad a=k^2,$$

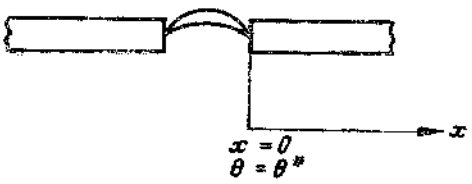


Fig. 3.16. Încălzirea frontală produsă de arcul electric.

ecuația (3.70) devine

$$\frac{\partial^2\Theta}{\partial x^2} - \frac{p}{k^2}\Theta = 0,$$

cu soluția de tipul

$$\Theta = A_1 e^{\alpha x} + A_2 e^{-\alpha x},$$

unde $\alpha = \frac{\sqrt{p}}{k}$.

Din condițiile la limită $x=0$; $t\to 0$; $p\to\infty$; $\Theta=\Theta^*$ rezultă

$$\Theta^* = A_1 + A_2.$$

Din condițiile la limită $x=\infty$; $t\to 0$; $p\to\infty$; $\Theta=0$ rezultă

$$A_1 = 0 \text{ și deci } A_2 = \Theta^*.$$

Pentru excitația treaptă $\Theta^* = \frac{\theta^*}{p}$, iar soluția în domeniul imagine este

$$\mathfrak{L}(\theta) = \frac{\theta^*}{p} e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x}.$$

Funcția original este de forma

$$\theta = \theta^* \left[1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-y^2} dy\right] \tag{3.71}$$

unde $z = \frac{x}{2k\sqrt{t}}$.

Expresia

$$\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-y^2} dy,$$

se numește funcția erorilor și este calculată în tabele Jahnke-Emde-Lösch pentru valorile lui z cuprinse între 0 și 3.

Dacă arcul electric este scurt, întreaga energie q (cantitate de căldură) este transmisă celor două suprafețe frontale, care mai departe transmit fluxul termic prin conductivitate. Pentru o suprafață frontală

$$\frac{q}{2} = -\int_0^t \lambda A \left[\frac{\partial\theta}{\partial x}\right]_{x=0} dt. \tag{3.72}$$

Pentru obținerea gradientului de temperatură $\left(\frac{\partial\theta}{\partial x}\right)_{x=0}$ se derivează ecuația (3.71) în raport cu x

$$\frac{\partial\theta}{\partial x}=-\theta^*\frac{2}{\sqrt{\pi}}\frac{1}{2k\sqrt{t}}\,e^{-\frac{x^2}{4k^2t}}\text{ și }\left[\frac{\partial\theta}{\partial x}\right]_{x=0}=-\frac{\theta^*}{k\sqrt{\pi t}}. \tag{3.73}$$

Relația (3.72) devine acum

$$\frac{q}{2}=\frac{\theta^*\lambda A}{k\sqrt{\pi}}\int_0^t\frac{dt}{\sqrt{t}}$$

sau

$$\frac{q}{2}=\frac{2}{\sqrt{\pi}k}\theta^*\lambda A\sqrt{t}.$$

Dacă se înlocuiește acum $k=\sqrt{\frac{\lambda}{c_1}}$ se obține în final

$$\frac{q}{2}=\frac{2}{\sqrt{\pi}}A\theta^*\sqrt{\lambda c_1 t} \tag{3.74}$$

Expresia (3.74) stabilește o legătură între cantitatea de căldură $q/2$ primită de suprafața frontală a conductorului și timp.

Viteza de pătrundere a căldurii în conductor se poate determina cu ajutorul relației (3.71) dacă se consideră două puncte situate unul la distanța x_1 și celălalt la distanța x_2 și se pune condiția ca să aibă aceeași temperatură, primul la timpul t_1, cel de-al doilea la t_2, adică

$$\int_0^{\frac{x_1}{2k\sqrt{t_1}}}e^{-y^2}dy=\int_0^{\frac{x_2}{2k\sqrt{t_2}}}e^{-y^2}dy.$$

Cum expresia de sub cele două integrale este aceeași, limita inferioară este aceeași, rezultă că limitele superioare sînt identice, adică

$$\frac{x_1}{2k\sqrt{t_1}}=\frac{x_2}{2k\sqrt{t_2}}\text{ sau }\frac{x_1^2}{x_2^2}=\frac{t_1}{t_2}. \tag{3.75}$$

Deci raportul distanțelor la pătrat este egal cu raportul timpilor. În figura 3.17 se indică modul cum variază temperatura în apropierea arcului electric. Din examinarea curbei *1* rezultă că după 0,1 s, la distanță de 1 cm temperatura este de 20°C, adică întreaga cădere de temperatură se limitează la numai 1cm. La $t=0{,}4$ s temperatura întreagă cade pe aproximativ 2 cm. Rezultă de

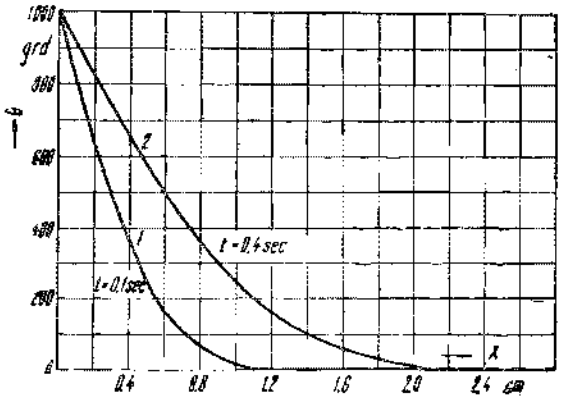


Fig. 3.17. Curbe de încălzire la intervale de timp diferite.

aici că la arcuri de scurtă durată ($t<0{,}1$ s), deşi temperatura este ridicată la piciorul arcului, căderea de temperatură este limitată la o distanţă mică, iar celelalte puncte ale aparatului nu primesc temperatură ridicată.

3.5.7. Încălzirea conductoarelor la curenţii de scurtcircuit

Regimul de scurtcircuit al instalaţiilor şi aparatelor electrice este caracterizat de :

— Durată scurtă (0,5 — 2 s) ca urmare a intrării în funcţie a sistemului de protecţie şi deci a deconectării părţii defecte din reţea.

— Încălzire admisibilă de 2 — 3 ori mai mare decît încălzirea la curentul nominal de funcţionare al instalaţiei.

— Curenţi intenşi de 10 — 20 ori mai mari decît curenţii nominali. Ecuaţia supratemperaturii (încălzirii) maxime

$$\theta_{max} = \frac{I^2\rho}{\alpha l_p A} = \frac{J^2\rho A}{\alpha l_p} \quad \text{se scrie sub forma}$$

$$\frac{I^2\rho l \dfrac{1}{A}}{\alpha l_p l\, \theta_{max}} = 1. \tag{3.76}$$

Numărătorul $I^2\rho l/A$ reprezintă puterea dezvoltată în conductor, iar numitorul $\alpha l_p l\, \theta_{max}$ reprezintă puterea disipată de suprafaţa exterioară. În regim staţionar, după cum arată relaţia (3.76) cele două puteri sînt egale. În regim de scurtcircuit dacă I creşte de 10 ori, iar θ_{max} numai de 3 ori rezultă că raportul între puterea dezvoltată în conductor şi puterea eliminată la suprafaţa periferică este, conform relaţiei (3.76), de 100/3. Deci, din puterea dezvoltată în conductor numai 1 — 3% este cedată mediului exterior, restul puterii servind la ridicarea conţinutului de căldură a conductorului. Din această cauză, la

calculele de încălzire la curenții de scurtcircuit, se acceptă că *procesul încălzirii este adiabatic*. În condițiile menționate, bilanțul termic este

$$k_a \rho \frac{i^2}{A} \, dx \; dt = c_1 \; A \; dx \; d\theta,$$

de unde rezultă

$$d\theta = \frac{k_a \rho}{c_1} \left(\frac{i}{A} \right)^2 dt, \tag{3.77}$$

relație în care i reprezintă valoarea instantanee a curentului.

La scrierea ecuației (3.77) trebuie observat că ρ și c_1 depind de temperatură după relațiile

$$\begin{aligned} \rho &= \rho_0 [1 + \alpha_R (\theta_2 + \theta)], \\ c_1 &= c_{01} [1 + \beta (\theta_2 + \theta)], \end{aligned} \tag{3.78}$$

unde s-a notat :

ρ_0 — rezistivitatea conductorului la 0°C ;
α_R — coeficientul de temperatură al rezistivității ;
c_{01} — căldura specifică volumică a conductorului la 0°C ;
β — coeficientul de temperatură al căldurii specifice ;
θ_2 — temperatura conductorului în regim nominal de funcționare, adică la trecerea curentului nominal ;
θ_a — temperatura mediului ambiant ;
θ_{max} — încălzirea conductorului datorită trecerii curentului nominal ;
θ — încălzirea conductorului (peste temperatura θ_2) datorită trecerii curentului de scurtcircuit.

În cazul curenților peste 1 000 A, la frecvența de 50 Hz și alte frecvențe mai mari, trebuie să se țină seama și de efectul pelicular, sub aspectul creșterii rezistenței aparente a conductorului de k_a ori.

Prin separarea variabilelor, în ecuația (3.77) se obține

$$d\theta = k_a \frac{\rho}{c_1} J^2 \, dt. \tag{3.79}$$

Raportul $\frac{\rho}{c_1}$ se poate scrie sub formă simplificată sub forma generală

$$\frac{\rho}{c_1} = \frac{\rho_0}{c_{01}} (1 + \bar{\alpha}_R \theta) \tag{3.80}$$

unde α_R este un coeficient de temperatură mediu și comun care ține seamă de variația rezistivității cît și a căldurii specifice cu temperatura. Valorile lui $\bar{\alpha}_R$ sînt date în tabela 12. 1. În acest mod nu mai este necesar să se folosească, în relațiile ce urmează, notațiile din (3.78), ci notația (3.80). Astfel ecuația (3.79) devine

$$d\theta = \frac{k_a \rho_0 [1 + \bar{\alpha}_R (\rho_2 + \theta)]}{c_{01}} J^2 \, dt. \tag{3.81}$$

Partea stîngă se integrează între limitele θ şi θ_{sc}, iar partea dreaptă între limitele 0 şi t. Se obţine astfel

$$\ln\frac{1+\bar{\alpha}_R(\theta_2+\theta_{sc})}{1+\bar{\alpha}_R\theta_2}=\frac{k_a\bar{\alpha}_R\rho_0}{c_{01}}\int_0^t J^2\,dt \tag{3.82}$$

relaţie din care se scoate expresia încălzirii la scurtcircuit

$$\theta_{sc}=\left(\theta_2+\frac{1}{\bar{\alpha}_R}\right)\left\{\exp\left[\frac{k_a\bar{\alpha}_R\rho_0}{c_{01}}\int_0^t J^2\,dt\right]-1\right\}. \tag{3.83}$$

Relaţia (3.82) este valabilă în ipoteza cedării nule de căldură spre exterior şi cînd încălzirea în regim de scurtcircuit este sensibil mai mică decît încălzirea care produce topirea conductorului. Dacă durata încălzirii este mai mare (decît 1 — 5 s) încălzirea se apropie de încălzirea de topire a conductorului, iar ecuaţia acestui regim termic este dată de relaţia (3.44).

Curent echivalent. În relaţia (3.83) intensitatea curentului nu este constantă şi din această cauză densitatea de curent la pătrat J^2 rămîne sub semnul integralei. Pentru un curent variabil în timp se poate defini un curent echivalent I_{ec} şi o densitate de curent echivalentă J_{ec} cu ajutorul relaţiilor

$$\int_0^t\left(\frac{i}{A}\right)^2 dt=\frac{I_{ec}^2}{A^2}t=J_{ec}^2t. \tag{3.84}$$

Astfel ecuaţia încălzirii la scurtcircuit (3.83) ia forma

$$\theta_{sc}=\left(\theta_2+\frac{1}{\bar{\alpha}_R}\right)\left[\exp\left(\frac{k_a\bar{\alpha}_r\rho_0}{c_{01}}J_{sc}^2t\right)-1\right]. \tag{3.85}$$

În această relaţie există o dependenţă directă între încălzirea θ_{sc} şi durata t a curentului echivalent I_{ec}. Cu notaţiile menţionate pentru densitatea de curent echivalentă şi pentru curentul echivalent din ecuaţia (3.82) se scoate expresia densităţii de curent echivalente

$$J_{ec}=\sqrt{\frac{c_{01}}{k_a\bar{\alpha}_R\rho_0t}\ln\frac{1+\bar{\alpha}_R(\theta_2+\theta_{sc})}{1+\bar{\alpha}_R\theta_2}} \tag{3.86}$$

pentru o durată t dată, sau aria secţiunii transversale a conductorului

$$A=\frac{I_{sc}\sqrt{t}}{\sqrt{\frac{c_{01}}{k_a\bar{\alpha}_R\rho_0}\ln\frac{1+\bar{\alpha}_R(\theta_2+\theta_{sc})}{1+\bar{\alpha}_R\theta_2}}}. \tag{3.87}$$

Curentul de scurtcircuit admisibil este $I_{ec}=JA$ şi poartă denumirea de *curent de stabilitate termică a aparatului*. Normele de stat prevăd curenţi de stabilitate termică raportate la 10 s, 5 s, 1 s.

Dacă se aplică relația (3.87) o dată pentru curentul echivalent I_{ec_1} și timpul t_1, și o dată pentru I_{ec_2} și timpul t_2, păstrîndu-se valorile pentru θ_{sc} și θ_2, se obține

$$I_{ec_2}=I_{ec_1}\sqrt{\frac{t_1}{t_2}}\,. \tag{3.88}$$

Aparatul trebuie verificat și la curentul de scurtcircuit de durată. Dacă I_{1_0} este curentul de stabilitate termică la 10 s, stabilitatea termică a curentului de scurtcircuit de durată I_d este definită ca

$$I^2_d t_d \leqslant I^2_{1_0} t_{1_0}, \tag{3.89}$$

unde t_d este timpul acceptat la curentul de scurtcircuit de durată.

Temperatura θ_2 și încălzirea θ_{sc} depind de natura conductorului și a izolației utilizate. Temperatura de durată θ_2 și temperatura maximă la care se ajunge la scurtcircuit $\theta_2+\theta_{sc}$ nu trebuie să modifice sensibil calitățile mecanice ale conductorului și cele izolante ale materialelor electroizolante.

În tabela 3.7 se indică valori pentru θ_2 și $\theta_2+\theta_{sc}$.

Efectul termic al curentului de scurtcircuit. La capitolul de comutație s-au stabilit expresiile curentului de scurtcircuit apropiat. Astfel relația (2.15) reprezintă expresia curentului de scurtcircuit apropiat cu componentă aperiodică maximă. Efectul termic al acestui curent se calculează cu relația

$$\int_0^t i^2 dt=\int_0^t \left\{\sqrt{2}\left[(I_d-I_t)e^{-\frac{t}{T_1}}\cos\omega t+\right.\right.$$

$$\left.\left.+(I_d-I_a)e^{-\frac{t}{T_2}}\cos\omega t-I_d\cos\omega t+I_t e^{-\frac{t}{T_0}}\right]\right\}^2 dt, \tag{3.90}$$

TABELA 3.7

Valori ale temperaturii de regim θ_2 și temperaturii la scurtcircuit ($\theta_2+\theta_{sc}$)

Materialul		θ_2 °C	$\theta_2+\theta_{sc}$ °C
Cupru	gol sau vopsit	60	200
	conductor aerian sub formă de funie	80	170
	Cabluri cu izolație de hîrtie de 3 kV	65	160
	6 kV	65	120
	20 kV	55	120
	20 kV	45	100
Aluminiu	gol sau vopsit	60	180
	conductor aerian sub formă de funie	80	130
	cabluri cu izolație de hîrtie de 3 kV	65	160
	6 kV	65	120
	20 kV	55	120
	20 kV	45	100

operație care conduce la următorul rezultat

$$\int_0^t i^2 dt = (I_i - I_a)^2 \frac{T_1}{2}\left(1 - e^{-\frac{2t}{T_1}}\right) + (I_a - I_d)^2 \frac{T_1}{2}\left(1 - e^{-\frac{2t}{T_1}}\right) +$$

$$+ I_i^2 T_0\left(1 - e^{-\frac{2t}{T_0}}\right) + I_d^2 t + (I_i - I_a) I_d \; 2T_1\left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right) +$$

$$+ (I_a - I_d) I_d \; 2T_2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_2}}\right) + (I_i - I_a)(I_a - I_d) \; 2T_1'\left(1 - e^{-\frac{t}{T_1'}}\right), \qquad (3.91)$$

unde

$$\frac{1}{T_1'} = \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}.$$

Pentru a se ajunge la relația (3.91) s-au neglijat, în dezvoltarea relației (3.90), termenii care conțin pulsația ω la numitor.

Valorile curenților I_i, I_a, I_d, precum și ale constantelor de timp T_1, T_2, T_0 se determină fie din citirile efectuate pe oscilograme, fie prin calcul pentru un punct dat al rețelei, unde are loc scurtcircuitul, cunoscîndu-se reactanțele generatorului și ale rețelei.

Pentru a determina în mod rapid solicitarea termică se calculează separat din relația (3.91) aportul termenului cu constanta de timp T_0

$$I_i^2 T_0\left(1 - e^{-\frac{2t}{T_0}}\right) = m I_i^2 t,$$

unde

$$m = \frac{T_0\left(1 - e^{-\frac{2t}{T_0}}\right)}{t}. \qquad (3.92)$$

T_0 se calculează din relația cifrei de supracurent

$$\varkappa = \frac{i_i}{\sqrt{2}\, I_i} = 1 + e^{-\frac{t_1}{T_0}},$$

unde i_i este curentul de lovitură, I_i este componenta alternativă, valoare efectivă, a curentului de lovitură, iar $t_1 = 0{,}01$ s durata unei jumătăți de perioadă, la frecvența industrială. Se obține astfel

$$T_0 = -\frac{-0{,}01 \text{ s}}{\ln\left(\frac{i_i}{\sqrt{2}\, I_i} - 1\right)} = \frac{-0{,}01 \text{ s}}{\ln(\varkappa - 1)}.$$

Aportul restului de termeni din ecuația (3.91) este

$$\int_0^t i^2 \, dt - m I_i^2 t = n I_i^2 t,$$

unde

$$n = \frac{\int_0^t i^2 dt}{I_l^2 t} - m. \tag{3.93}$$

Roeper [131] demonstrează că valorile constantelor de timp T_1 și T_2 se pot calcula din raportul I_d/I_l între curentul de scurtcircuit de durată și de lovitură, componenta alternativă, la generatoare tip. Astfel ajunge la concluzia că

$$T_2 = \left[0{,}33 \frac{I_d}{I_l} + 0{,}33 \right] \cdot \text{s}$$

$$T_1 = 0{,}1 \; T_2$$

și deci se poate calcula valoarea lui n din expresia (3.93). În final, avînd determinate valorile lui m și n, efectul termic se poate scrie sub forma

$$\int_0^t i^2 dt = (m+n) I_l^2 t = I_{ec}^2 t, \tag{3.94}$$

de unde se extrage valoarea curentului echivalent care produce același efect termic ca și curentul variabil i

$$I_{ec} = I_l \sqrt{m+n}. \tag{3.95}$$

Valorile lui m sînt date în figura 3.18 în funcție de t și avînd ca parametru pe $\varkappa$, iar valorile lui n sînt date în figura 3.19 în funcție de t și avînd ca parametru pe I_l/I_d.

În figura 3.20 s-au reprezentat valorile caracteristice ale curentului de scurtcircuit, adică i_l, I_l, I_d, și momentul t ca elemente necesare calculului cu diagramele din figurile 3.18 și 3.19.

Exemplu de calcul. Pentru un punct al rețelei se cunosc $i_l = 60$ kA; $I_l = 25$ kA; $I_d = 10$ kA; durata scurtcircuitului $t = 0{,}5$ s.

Se cere să se calculeze curentul termic echivalent. Cifra de supracurent este

$$\varkappa = \frac{i_l}{\sqrt{2}\, I_l} = \frac{60}{\sqrt{2} \cdot 25} = 1{,}7.$$

Raportul

$$\frac{I_l}{I_d} = \frac{25}{10} = 2{,}5.$$

Din figurile 3.18 și 3.19 se găsește $m = 0{,}06$ și $n = 0{,}7$. Curentul echivalent este

$$I_{ec} = I_l \sqrt{m+n} = 25 \sqrt{0{,}06+0{,}7} = 21{,}8 \text{ kA}.$$

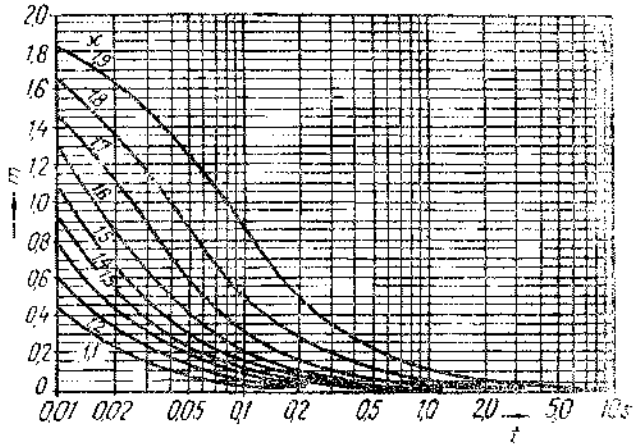


Fig. 3.18. Valorile lui m.

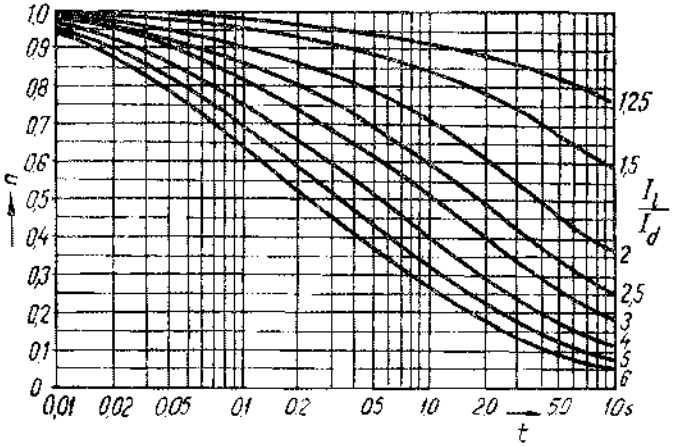


Fig. 3.19. Valorile lui n.

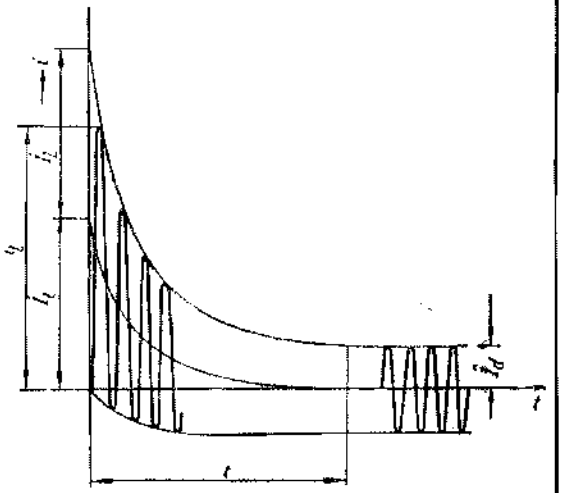


Fig. 3.20. Valori caracteristice ale curentului de scurtcircuit.

3.5.8. Efectul pelicular și efectul de proximitate

La calculul încălzire trebuie avut în vedere sporirea aparentă a rezistenței conductorului, în curent alternativ, datorită efectului pelicular. Dacă se notează cu:

I — valoarea efectivă a curentului alternativ;
R — rezistența în curent continuu;
R_a — rezistența în curent alternativ;
$k_a = R_a/R$ — factorul de sporire a rezistenței în curent alternativ, la conservarea puterii dezvoltate în conductor, se poate scrie

$$I^2 R k_a = I^2 R_a.$$

Valoarea lui k_a se calculează [120], pentru conductoare de secțiune circulară, cu relațiile din tabela 3.8, având ca parametru

$$\varkappa = \frac{r}{2}\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}, \tag{3.96}$$

unde s-a notat cu:

ω — pulsația curentului;
μ — permeabilitatea materialului ($\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$);
σ — conductivitatea materialului $\left[\sigma = \frac{1}{\rho}\right]$;
r — raza conductorului.

Dacă $\varkappa > 30$, conductorul rotund, plin, poate fi înlocuit din punctul de vedere al rezistenței cu un conductor tubular, a cărui grosime δ, numită și adîncime de pătrundere, se determină cu relația

$$\frac{\rho l}{2\pi r \delta} = R_a = k_a R = \frac{\rho l}{\pi r^2}\varkappa \text{ sau } \delta = \frac{r}{2\varkappa} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\tau}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \tau}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}. \tag{3.97}$$

Pentru conductoare de alte forme geometrice factorul k_a de sporire a rezistenței a fost determinat de Dwight [40] și este reprezentat în diagrame după cum urmează:

— pentru conductoare tubulare în figura 3.21. Pe abscisă s-a notat $R\frac{50}{f}$, R fiind rezistența în curent continuu, evaluată pentru lungimea de 1 m și calculată în $\mu\Omega/m$[132];

TABELA 3.8

Formule de calcul pentru k_a

$\varkappa$	<1	>1	>30
k_a	$1 + \frac{\varkappa^4}{3}$	$\varkappa + \frac{1}{4} + \frac{3}{64\varkappa}$	$\varkappa + 0{,}265 \approx \varkappa$

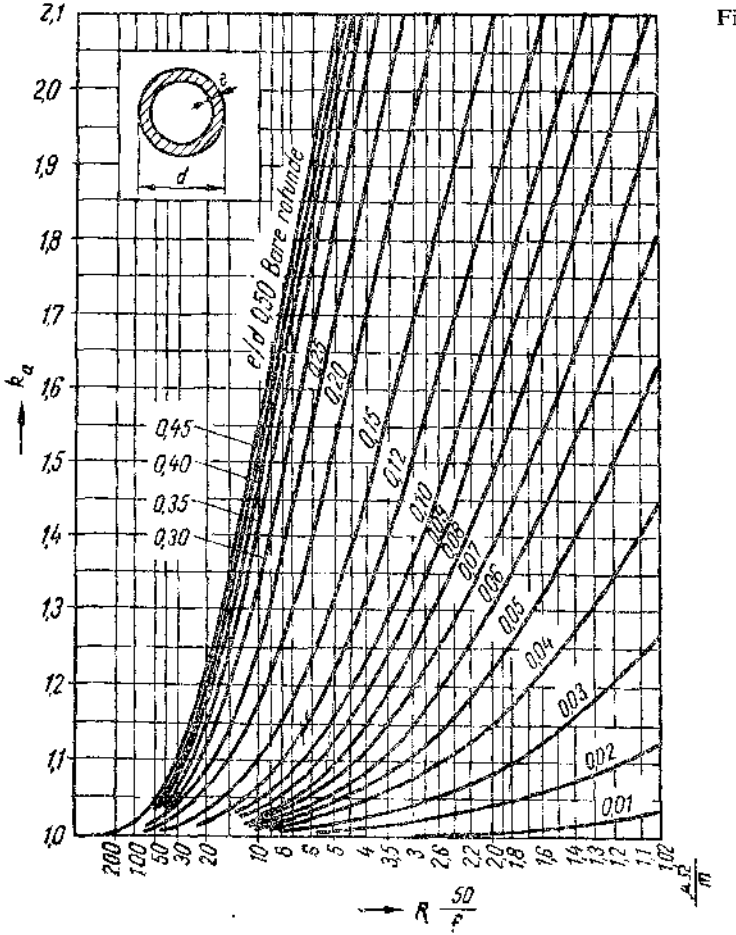
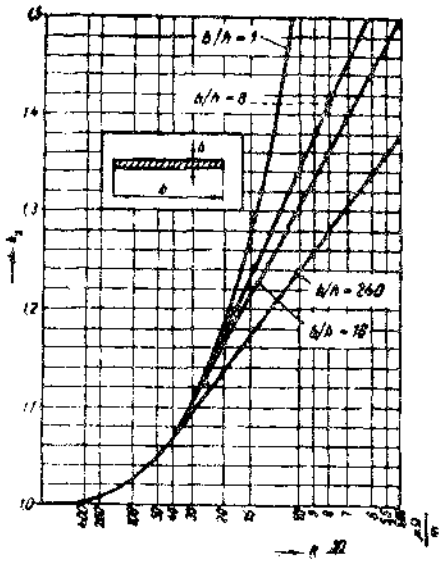


Fig. 3.21. Efectul pelicular la conductorul tubular.

Fig. 3.22. Efectul pelicular la o bară platä.



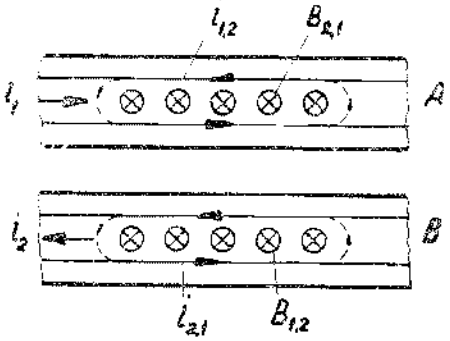


Fig. 3.23. Efectul de proximitate.

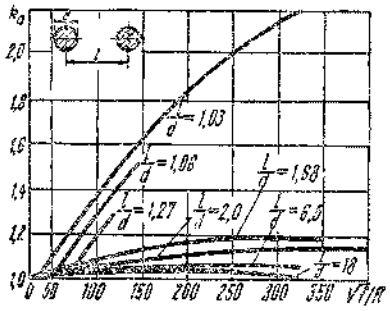


Fig. 3.24. Efectul de proximitate la conductoare de secțiune circulară.

— pentru conductoare cu secțiune dreptunghiulară în figura 3.22 cu aceeași notație pe abscisă ca și în cazul precedent.

Efectul de proximitate. La considerarea efectului pelicular densitatea neuniformă de curent se datorește inducției magnetice neuniforme din interiorul conductorului, inducție datorită curentului propriu.

Modificarea densității de curent se produce ca urmare a apropierii între două conductoare, parcurse de curenți. Astfel în figura 3.23 conductoarele *A* și *B* sînt parcurse de curenții alternativi i_1 și i_2. Curentul i_1 determină în conductorul 2 inducția $\boldsymbol{B}_{1,2}$ și curentul turbionar $i_{2,1}$, iar curentul i_2 determină în conductorul 1 inducția $\boldsymbol{B}_{2,1}$ și curentul turbionar $i_{1,2}$. Curentul $i_{1,2}$ se însumează cu curentul i_1, rezultînd astfel o densitate de curent mai mare către latura adiacentă și mai mică spre exterior.

Builov [33] indică valorile coeficientului de proximitate k_a în funcție de $\sqrt{f}/R$, unde f este frecvența curentului și R rezistența în curent continuu a 100 m de lungime a conductorului. Așa cum rezultă din figurile 3.24 și 3.25, k_a are valori

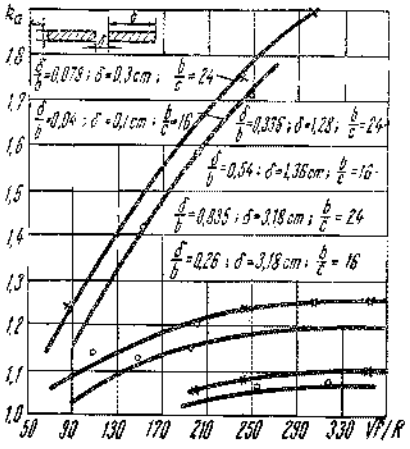
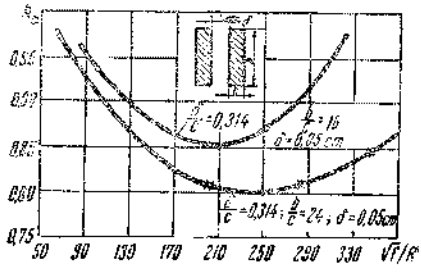


Fig. 3.25. Efectul de proximitate la conductoare așezate pe lat.

Fig. 3.26. Efectul de proximitate la conductoare așezate pe cant.



supraunitare. La amplasarea conductoarelor plate, apropiate, după latura mare a secțiunii, coeficientul de apropiere $\frac{\delta}{c}$ este mai mic decît unitatea și deci se micșorează neuniformitatea curentului datorită efectului pelicular, ca în figura 3.26.

3.5.9. Încălzirea conductoarelor izolate

Limitele de încălzire a conductoarelor sînt determinate și de stabilitatea izolațiilor. La un conductor izolat, temperatura și deci încălzirea cea mai mare se găsește la suprafața limită între conductor și izolație.

În regim staționar, puterea dezvoltată în conductor este evacuată de suprafața exterioară a izolației. Încălzirea θ_1 la periferia izolației exterioare este

$$\theta_1 = \frac{I^2\rho \frac{l}{A}}{\alpha_p l_p l} = \frac{P}{\alpha S},$$

unde $l_p l = S$, este suprafața exterioară a izolației. Dacă se notează cu $\Delta\theta$ căderea de temperatură în izolația conductorului, temperatura cea mai mare a izolației la limita între conductor și izolație este

$$\theta = \theta_1 + \Delta\theta.$$

Conductorul de secțiune circulară. Cu notațiile în figura 3.27, unde s-a reprezentat o secțiune transversală într-un conductor cilindric izolat, fluxul termic (puterea) transmisă prin grosimea dx la distanța radială x, în izolație este

$$\frac{dq}{dt} = P = -\lambda l 2\pi x \frac{d\theta}{dx}$$

unde λ este coeficientul de transmisie al căldurii prin conductivitate în izolație.

Această relație, valabilă pentru $d/2 < x < D/2$, se poate scrie sub forma

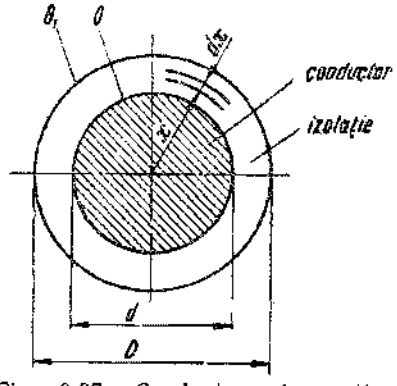


Fig. 3.27. Conductor de secțiune circulară, izolat.

$$d\theta = -\frac{P}{2\pi\lambda l x} dx$$

sau

$$\Delta\theta = \int_{d/2}^{D/2} \frac{P}{2\pi\lambda l x} dx = \frac{P}{2\pi\lambda l} \ln\frac{D}{d}. \quad (3.99)$$

În final, încălzirea izolației conform relației (3.98) este

$$\theta = \frac{P}{\alpha S} + \frac{P}{2\pi\lambda l} \ln\frac{D}{d}. \quad (3.100)$$

Dacă izolația conductorului este formată din mai multe straturi de conductivitate termică diferită se pot calcula căderi de temperatură în straturi cu relații de forma

$$\begin{aligned}\Delta\theta_1 &= \frac{P}{2\pi\lambda_1 l}\ln\frac{D_1}{D_2}\\ \Delta\theta_2 &= \frac{P}{2\pi\lambda_2 l}\ln\frac{D_2}{D_3}\\ &\vdots\\ \Delta\theta_n &= \frac{P}{2\pi\lambda_n l}\ln\frac{D_n}{d}\end{aligned} \qquad (3.101)$$

La calculul puterii $P=RI^2$, trebuie considerată valoarea rezistenței la temperatura prezumată, adică $\rho=\rho_0[1+\alpha_R(\theta_a+\theta)]$

unde:

θ_a este temperatura mediului ambiant;

ρ_0 — rezistivitatea la 0°C;

θ — încălzirea;

α_R — coeficientul de temperatură a rezistivității.

Conductorul de secțiune dreptunghiulară. Un conductor izolat, de secțiune dreptunghiulară, disipă căldura pe suprafețele laterale, în raport cu poziția conductorului. Este de așteptat ca la o așezare ca în figura 3.28, suprafața de jos să disipe mai puțin, deoarece transmisia prin convecție este mai dificilă. Puterea transmisă prin izolație la distanța x de conductor este

$$P=-\lambda l\frac{d\theta}{dx}\left[2(A_1+2x)+2(B_1+2x)\right]=-\lambda l\frac{d\theta}{dx}\left[2(A_1+B_1)+8x\right]$$

sau

$$d\theta=-\frac{P}{\lambda l[2(A_1+B_1)+8x]}dx.$$

Căderea de temperatură în stratul izolant este

$$\Delta\theta=-\int_0^{\delta}\frac{P}{\lambda l[2(A_1+B_1)+8x]}dx=\frac{P}{8\lambda l}\ln\frac{2(A_1+B_1)+8\delta}{2(A_1+B_1)}$$

sau

$$\Delta\theta=\frac{P}{8\lambda l}\ln\left(1+\frac{4\delta}{A_1+B_1}\right).$$

Dacă $4\delta\ll(A_1+B_1)$ prin dezvoltarea în serie a expresiei logaritmului se obține

$$\ln\left(1+\frac{4\delta}{A_1+B_1}\right)\approx\frac{4\delta}{A_1+B_1}.$$

Căderea de temperatră în izolație rezultă

$$\Delta\theta=\frac{P\delta}{2\lambda l(A_1+B_1)}. \qquad (3.102)$$

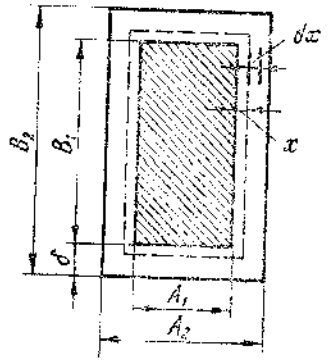


Fig. 3.28. Conductor de secțiune dreptunghiulară, izolat.

3.6. ÎNCĂLZIREA BOBINELOR

Studiul încălzirii bobinelor poate fi simplificat în următoarele ipoteze:
— se consideră o putere dezvoltată p_1 în unitatea de volum a bobinei;
— se consideră o conductivitate λ_g globală a transmisiei căldurii pentru materialul bobinei format din conductoare și izolație;
— se admite că nu se disipă căldura pe suprafețele frontale ale bobinei, care în general au condiții dificile de răcire.

În ipotezele menționate, studiul cîmpului de temperatură se face cu ajutorul ecuației diferențiale (3.7) stabilite la capitolul 3.2.2 și notațiile din figura 3.29

$$\frac{d^2\theta}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\theta}{dr} + \frac{P_1}{\lambda g} = 0 \tag{3.103}$$

cu soluția generală

$$\theta = -\frac{P_1}{\lambda g} \cdot \frac{r^2}{4} + C_1 \ln r + C_2 . \tag{3.104}$$

La bobinele aparatelor electrice, bobina este plasată pe un miez de fier încălzit prin curenți turbionari și histerezis și nu are posibilitate de răcire în interior din cauza lipsei unor canale de aer. Astfel se poate considera că bobina nu cedează căldură spre interior. Cu această condiție suplimentară, bilanțul termic al bobinei este

$$\pi(r_1^2 - r_2^2) l p_1 = -2\pi r_1 l \lambda \left[\frac{\partial\theta}{\partial r}\right]_{r=r_1} .$$

Din relația (3.104) se obține

$$\left[\frac{\partial\theta}{\partial r}\right]_{r=r_1} = -\frac{p_1 r_1}{2\lambda_g} + \frac{C}{r_1} ,$$

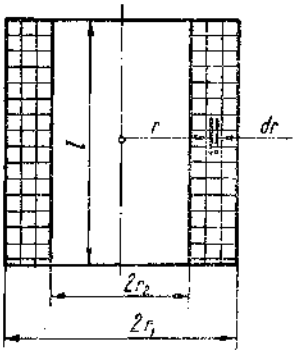


Fig. 3.29. Relativ la încălzirea bobinei.

care introdus în ecuația bilanțului termic conduce la

$$C_1 = \frac{p_1 r_2^2}{2\lambda g}$$

Ecuația (3.104) devine

$$\theta = -\frac{p_1}{\lambda_g}\frac{r^2}{4} + \frac{p_1 r_2^2}{2\lambda_g} \ln r + C_2 .$$

Pentru $r=r_1$, $\theta=\theta_1$, constanta C_2 rezultă

$$C_2=\theta_1+\frac{p_1}{\lambda_g}\frac{r_1^2}{4}-\frac{pr_2^2}{2\lambda_g}\ln r_1.$$

Deci, în final, ecuația încălzirii bobinei este

$$\theta=\theta_1+\frac{p_1}{4\lambda_g}(r_1^2-r^2)+\frac{pr_2^2}{2\lambda_g}\ln\frac{r}{r_1}.$$

Căderea de temperatură $\Delta\theta$ în direcția radială se obține dacă în ecuația încălzirii se pune $\theta=\theta_2$ pentru $r=r_2$. Deci

$$\Delta\theta=\theta_2-\theta_1=\frac{p_1}{4\lambda_g}(r_1^2-r_2^2)+\frac{p_1 r_2^2}{2\lambda_g}\ln\frac{r_2}{r_1}. \qquad (3.105)$$

Pentru a calcula $\Delta\theta$ cu ajutorul relației (3.105) este necesar să se cunoască valoarea conductivității λ_g. A.I.Builov [33] indică următoarele valori:

Pentru bobine executate cu conductor rotund

unde: $$\lambda_g=0{,}6\lambda_i\frac{d}{2\delta},$$

λ_i este conductivitatea termică a materialului de izolație;

unde:

δ — grosimea izolației;

d — diametrul conductorului.

Pentru bobine executate cu conductor dreptunghiular

$$\lambda_g=\lambda_i\frac{a}{a+2\delta}\frac{b+2\delta}{2\delta},$$

unde notațiile suplimentare sînt:

a — dimensiunea conductorului după direcția axială a bobinei;

b — dimensiunea conductorului după direcția radială a bobinei.

Dacă se admite cedare de căldură și de către suprafața interioară a bobinei încălzirea cea mai mare va fi în interiorul bobinei, iar repartiția temperaturii se face după alura curbei, din figura 3.30. Temperatura este constantă pentru punctele care au aceeași rază. Dacă se consideră cedare de căldură și către suprafețele frontale ale bobinei, suprafețele izoterme, în secțiune, vor avea alura indicată în figura 3.31. În acest caz, punctele situate pe aceeași suprafață cilindrică au încălziri diferite.

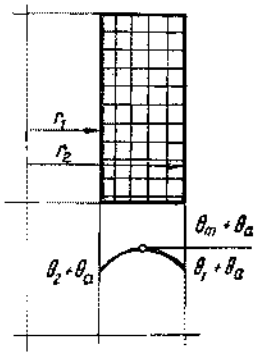


Fig. 3.30. Încălzirea bobinei.

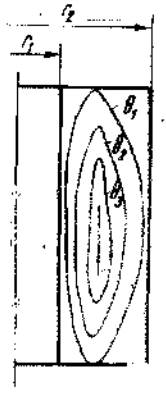


Fig. 3.31. Izoterme în secțiunea transversală a bobinei.

3.7. PROBLEME

1. Să se calculeze temperatura de regim permanent a unui conductor de cupru de secţiune dreptunghiulară 20×5 mm², parcurs de un curent electric cu intensitatea echivalentă de 200 A. Se va ţine seama de variaţia rezistivităţii cu temperatura. În continuare să se calculeze densitatea critică de curent. Conductorul este aşezat în aer liniştit.

2. Să se calculeze regimul intermitent de durată, adică θ_{2n} şi θ_{2n+1} cînd pentru un conductor de cupru cu secţiunea de 80×10 mm², parcurs de un curent alternativ de 50 Hz cu intensitatea echivalentă cu 1 600 A. Durata activă este de 10 minute, iar pauza de curent este de 5 minute. Se va ţine seama de sporirea rezistenţei datorită efectului pelicular.

3. Un conductor de cupru de secţiune circulară cu diametrul de 10 mm este îngustat pe o porţiune de 100 mm la diametrul de 5 mm. Se cere să se calculeze temperatura locului, îngust, cînd conductorul este parcurs de un curent de 200 A.

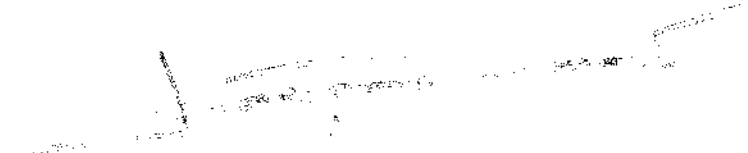
4. Un conductor de cupru de secţiune 80×10 mm² este parcurs în regim permanent de un curent alternativ de intensitate efectivă de 1 000 A. Se cere să se calculeze temperatura conductorului, după 1 s şi 5 s la apariţia unui curent de scurtcircuit de 10 kA. Temperatura mediului ambiant se va lua +35°C.

5. Se cere să se calculeze aria secţiunii transversale a unui conductor de cupru care să poată suporta timp de 5 s un curent de 15 kA, fără ca temperatura să depăşească 300°C. Se consideră că în momentul iniţial conductorul se află la temperatura mediului ambiant de +35°C.

6. Se cere să se calculeze curentul echivalent al unui curent de scurtcircuit pentru durata de 1 s. Din oscilogramă se cunoaşte i_i=55 kA; I_i=24 kA; I_d=12 kA.

7. Un conductor de secţiune circulară cu diametrul de 10 mm este izolat cu ţesătură de sticlă impregnată în răşină epoxid, cu grosimea izolaţiei de 0,5 mm. Se cere să se calculeze regimul termic al conductorului izolat aşezat în aer liniştit, cînd este parcurs de un curent de intensitate 100 A. Pentru izolaţie se va lua λ=6 W/m·grd.

8. Să se calculeze şi deseneze cîmpul de temperatură în lungul unui conductor de cupru a cărui extremitate este încălzită la temperatura de 1 083°C. Conductorul este circular şi are diametrul de 20 mm. Calculele se vor face la timpul t=0,1 s şi t=1 s după apariţia temperaturii înalte (1 083°C) la extremitatea conductorului. Pentru evaluarea funcţiei erorilor se vor folosi tabele Jahnke-Emde-Lösch.



4

FORȚE ELECTRODINAMICE

Din studiul electrotehnicii teoretice este cunoscută existența a trei categorii de forțe magnetice, după cauza fizică a cîmpului magnetic în care se manifestă :

— forțe electrodinamice, care se exercită între circuite parcurse de curenți electrici ;

— forțe electromagnetice, care se exercită între un circuit parcurs de curent electric și un corp magnetizat ;

— forțe magnetostatice care se exercită între magneți permanenți.

În cadrul capitolului de față se dezvoltă metodele de calcul ale forțelor electrodinamice. Necesitatea acestui calcul rezultă din faptul că forțele electrodinamice au tendința de a deforma circuitele fizice, parcurse de curenți. În instalațiile de joasă tensiune, în general, forțele electrodinamice care apar sînt relativ mici la valori nominale ale curenților. Dimpotrivă, în cazul curenților de scurt-circuit atît în instalațiile de joasă tensiune, cît și în cele de înaltă tensiune apar forțe, de care trebuie să se țină seama la construcția sistemelor de bare și a aparatelor electrice de conectare în scopul asigurării stabilității mecanice a acestor instalații și aparate.

4.1. RELAȚII GENERALE DE CALCUL

După cum se cunoaște din electrotehnică [148] forțele electrodinamice se calculează cu ajutorul :

— expresiei forței lui Laplace ;
— teoremelor forțelor generalizate în cîmpul magnetic ;
— expresiei tensiunii maxwelliene.

4.1.1. Forța lui Laplace

În figura 4.1. elementul de lungime Δl, făcînd parte dintr-un circuit închis, este parcurs de curentul i și este plasat în cîmpul magnetic de inducție B; α este unghiul între $\boldsymbol{B}$ și $\Delta \boldsymbol{l}$. Forța exercitată asupra elementului de circuit este:

$$\Delta \boldsymbol{F} = i \Delta \boldsymbol{l} \times \boldsymbol{B}, \tag{4.1}$$

iar modulul forței rezultă

$$|\Delta \boldsymbol{F}| = B \Delta l \, i \, \sin \alpha. \tag{4.2}$$

Pentru un element de lungime infinit mic $\mathrm{d}l$ relațiile (4.1) și (4.2) devin

$$\mathrm{d}\boldsymbol{F} = i \mathrm{d}\boldsymbol{l} \times \boldsymbol{B}, \tag{4.3}$$

$$|\mathrm{d}F| = B \, \mathrm{d}l \, i \sin \alpha. \tag{4.4}$$

Pentru un conductor care urmărește curba C forța totală este

$$\boldsymbol{F} = \int_C \mathrm{d}\boldsymbol{F} = i \int_C \mathrm{d}\boldsymbol{l} \times \boldsymbol{B}. \tag{4.5}$$

Teorema lui Biot-Savart-Laplace stabilește intensitatea cîmpului magnetic datorit conductorului de lungime $\mathrm{d}l$, parcurs de curentul i, în punctul M. Cu dispoziția din figura 4.2 se scrie

$$\mathrm{d}\boldsymbol{H} = \varkappa \frac{1}{4\pi} \frac{i \, \mathrm{d}\boldsymbol{l} \times \boldsymbol{R}}{R^3} \tag{4.6}$$

unde

$$\varkappa = \begin{cases} 1 \text{ pentru scrierea în SI raționalizat} \\ 4\pi \text{ pentru scrierea în SI neraționalizat} \end{cases}$$

$$\mathrm{d}H = \frac{1}{4\pi} \frac{i \, \mathrm{d}l \, \sin \beta}{R^2}. \tag{4.7}$$

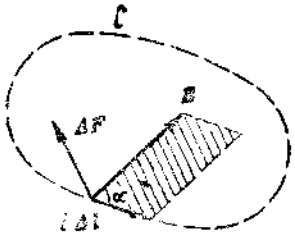


Fig. 4.1. Relativ la forța lui Laplace.

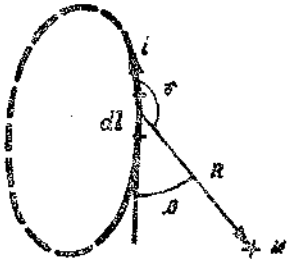


Fig. 4.2. Relativ la teorema Biot-Savart-Laplace.

Trebuie observat că relația (4.7) este valabilă numai pentru integrarea pe un contur închis. În adevăr, nu se poate izola fizic numai contribuția elementului dl la formarea cîmpului magnetic.

Totuși în calculele ce urmează uneori se va renunța la integrarea de-a lungul elementelor de circuit plasate la distanțe mari, din cauza contribuției reduse a acestor elemente la stabilirea inducției magnetice într-un punct dat.

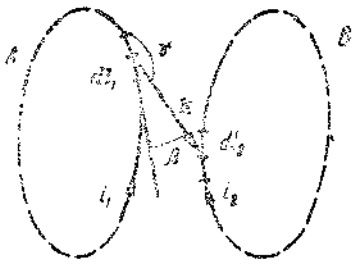


Fig. 4.3. Relativ la forțe exercitate între două circuite coplanare.

Forțe între două circuite coplanare, parcurse de curent. În figura 4.3 s-au reprezentat două circuite, A și B, situate în același plan. Circuitul *1* este parcurs de curentul i_1, iar circuitul *2* este parcurs de curentul i_2. Vectorul inducție magnetică $\boldsymbol{B}$, datorită curentului i_1, parcurgînd elementul dl_1 este perpendicular pe planul hîrtiei în locul unde se află elementul dl_2 și deci în relația (4.4) $\sin\alpha=1$. Conform relației (4.4), forța elementară exercitată de elementul dl_1, parcurs de curentul i_1, asupra elementului dl_2, parcurs de curentul i_2, este

$$d^2F_2=i_2dl_2\mu_0\frac{1}{4\pi}\frac{i_1\,dl_1\sin\beta}{R^2}=\frac{\mu_0}{4\pi}\frac{i_1i_2}{R^2}dl_1dl_2\sin\beta \tag{4.8}$$

unde $\mu_0=4\pi\cdot10^{-7}$ H/m în SI raționalizat.

Forța exercitată de „întreg" conductorul A, de lungime l_1, asupra elementului de circuit dl_2, este

$$dF_2=\mu_0\frac{dl_2i_2}{4\pi}\int_{l_1}\frac{i_1\,dl_1}{R^2}\sin\beta. \tag{4.9}$$

Forța exercitată între conductoarele A și B se obține prin integrarea forței elementare dF_2 de-a lungul conductorului B de lungime l_2

$$F_2=\int_{l_2}dF_2=\frac{\mu_0}{4\pi}\int_{l_1}\int_{l_2}\frac{i_1\,i_2\sin\beta}{R^2}dl_1dl_2.$$

Dacă se admite că valorile curenților rămîn constante în conductoarele A și B rezultă forța

$$F=\mu_0\frac{i_1i_2}{4\pi}\int_{l_1}\int_{l_2}\frac{\sin\beta}{R^2}dl_1\,dl_2=Ci_1i_2. \tag{4.10}$$

Constanta C depinde numai de configurația geometrică, de poziția relativă a conductoarelor A și B.

4.1.2. Teoremele forțelor generalizate în cîmpul magnetic

Bilanțul energetic al unei rețele, în care nu există condensatoare se scrie [148] sub forma

$$\sum_{k=1}^{n} e_{gk} i_k \mathrm{d}t = \sum_{k=1}^{n} R_k i_k^2 \mathrm{d}t + X\,\mathrm{d}x + \mathrm{d}W_m, \tag{4.11}$$

unde: $e_{gk} i_k \mathrm{d}t$ este energia livrată de generatorul k în intervalul de timp $\mathrm{d}t$;
$R_k i_k^2 \mathrm{d}t$ — energia disipată prin efectul Joule în rezistențe;
$X\,\mathrm{d}x$ — lucrul mecanic efectuat de forțele magnetice în intervalul de timp $\mathrm{d}t$, X fiind forța magnetică generalizată;
$\mathrm{d}W_m$ — variația energiei magnetice în intervalul de timp $\mathrm{d}t$. Legea lui Ohm pentru circuitul k se scrie[1],

$$e_{gk} = R_k i_k + \frac{\mathrm{d}\Phi_{tk}}{\mathrm{d}t}. \tag{4.12}$$

Înlocuind pe (4.12) în (4.11) se obține:

$$\mathrm{d}W_m = \sum_{k=1}^{n} i_k \mathrm{d}\Phi_{tk} - X\mathrm{d}x. \tag{4.13}$$

Relația (4.13) permite

— Să se calculeze energia magnetică W_m, în cazul corpurilor imobile, adică pentru $\mathrm{d}x=0$

$$W_m = \sum_{k=1}^{n} \frac{\Phi_{tk} i_k}{2} \sum_{k=1}^{u} \sum_{j=1}^{n} \frac{L_{kj} i_j i_k}{2}; \tag{4.14}$$

— Să se calculeze forța generalizată F, la flux constant

$$X = -\left[\frac{\partial W_m}{\partial x}\right]_{\Phi=\mathrm{const.}} \tag{4.15}$$

— Să se calculeze forța generalizată F, la curent constant

$$X = \left[\frac{\partial W_m}{\partial x}\right]_{i=\mathrm{const.}} \tag{4.16}$$

Cazul a două circuite cuplate. Energia magnetică a două circuite cuplate este

$$W_m = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + M i_1 i_2,$$

unde: L_1, L_2 sînt inductivitățile proprii ale circuitelor *1*, respectiv *2*;
M este inductivitatea mutuală;
i_1, i_2 sînt curenții în circuitele *1*, respectiv *2*.

[1] Cu Φ_t s-a notat fluxul total, iar cu Φ fluxul fascicular, noțiune mult utilizată în curs; deci $\Phi_t = N\Phi$.

Dacă se admite că valorile curenților nu depind de deformația circuitelor, adică i=const., expresia forței este

$$F_x = \frac{\mathrm{d}W_m}{\mathrm{d}x} = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{\mathrm{d}L_1}{\mathrm{d}x} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{\mathrm{d}L_2}{\mathrm{d}x} + i_1 i_2 \frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}x}. \tag{4.17}$$

Pentru determinarea forței de interacțiune între cele două sisteme se consideră numai termenul $i_1 i_2 \frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}x} = F_x$.

Pentru determinarea forțelor interne (din fiecare circuit) se consideră

$\frac{1}{2} i_1^2 \frac{\mathrm{d}L_1}{\mathrm{d}x}$ pentru circuitul 1;

$\frac{1}{2} i_2^2 \frac{\mathrm{d}L_2}{\mathrm{d}x}$ pentru circuitul 2.

4.1.3. Tensiuni maxwelliene în câmpul magnetic

Uneori, cum ar fi în cazul forțelor exercitate în contactele electrice, este mai convenabil să se calculeze forțele cu ajutorul tensiunii maxwelliene

$$F = \iint_{\Sigma} T_n \, \mathrm{d}A \tag{4.18}$$

unde tensiunea maxwelliană T_n are expresia

$$T_n = (B \cdot n) H - n \left(\frac{H \cdot H}{2} \right). \tag{4.19}$$

Când vectorii E, D, n sînt paraleli, adică suprafața Σ este local normală pe liniile de inducție $T_n = n w_m$, iar când suprafața Σ este local paralelă cu liniile inducție $T_n = -n w_m$. În relațiile (4.18), (4.19) n este versorul normal spre exteriorul suprafeței Σ iar w_m reprezintă densitatea de energie magnetică.

4.2. FORȚE EXERCITATE ÎNTRE CONDUCTOARE FILIFORME

În acest capitol se vor trata cazurile reprezentative de forțe electrodinamice exercitate între conductoare a căror dimensiune liniară transversală este neglijabilă în raport cu lungimea lor.

4.2.1. Considerații generale

Determinarea acestor forțe, ca mărime și punct de aplicație, este posibilă utilizînd o metodă grafo-analitică și în ipoteza că se „izolează" porțiunea din două circuite corespunzătoare celor două conductoare. Cum însă în mod fizic

nu se pot izola porțiuni de circuite, rezultă că metoda este aplicabilă la determinarea forței între două circuite, calculîndu-se forțele pe segmente și neglijîndu-se efectele datorite segmentelor îndepărtate.

În figura 4.4 s-a prezentat poziția relativă a celor două conductoare *1* și *2* de lungime l_1 și l_2. Conductoarele sînt parcurse de curenții i_1, respectiv i_2. Inducția magnetică elementară în locul elementului dl_2, datorită curentului i_1 care parcurge conductorul *1* pe lungimea dy este

$$d\boldsymbol{B}=\mu_0 d\boldsymbol{H}=\frac{\mu_0}{4\pi}\frac{i_1\, d\boldsymbol{y}\times\boldsymbol{R}}{R^3};\quad dB=\frac{\mu_0 i_1}{4\pi}\frac{dy\,\sin\beta}{R^2},$$

deoarece $\sin(\pi-\beta)=\sin\beta$.

Forța corespunzătoare care se exercită asupra elementului dl_2 este

$$d^2F=\frac{\mu_0}{4\pi}i_1 i_2\frac{\sin\beta}{R^2}dy\,dl_2.$$

Din figura 4.4 rezultă

$$y=x\,\operatorname{cotg}\beta;\quad dy=-\frac{x}{\sin^2\beta}d\beta;\quad R=\frac{x}{\sin\beta}$$

și deci

$$d^2F=-\frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi x}dl_2\sin\beta\,d\beta.$$

Rezultă de aici forța care se exercită asupra elementului dl_2 de curentul i_1, care parcurge întreg conductorul *1*

$$dF_x=-\frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi x}\,dl_2\int_{\beta_1}^{\beta_2}\sin\beta\,d\beta. \tag{4.20}$$

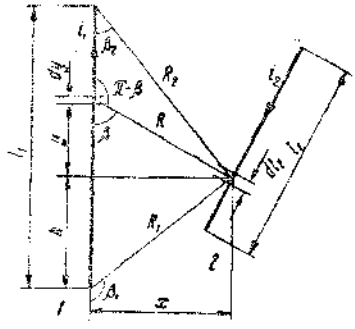


Fig. 4.4. Forța exercitată între conductoare filiforme drepte.

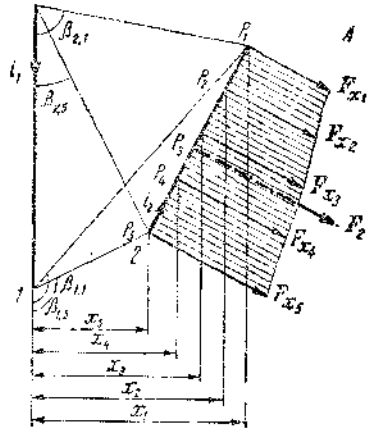


Fig. 4.5. Forța rezultantă din figura 4.4.

Din relația (4.20) se obține *solicitarea specifică*, adică forța exercitată pe unitatea de lungime a conductorului *2* în punctul de abscisă x

$$F_{xi} = \frac{dF_{xi}}{dl_2} = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi} \frac{\cos \beta_{2i} - \cos \beta_{1i}}{x_i}. \tag{4.21}$$

În figura 4.5 s-au reprezentat grafic la o scară dată solicitările specifice F_{xi}, corespunzătoare unor puncte de abscisă x_i plasate pe conductorul *2*, unde $i = 1...5$.

Expresia (4.21) se mai poate scrie sub forma

$$F_{xi} = KN_{xi}, \tag{4.22}$$

unde

$$K = \frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi}; \quad N_{xi} = \frac{\cos \beta_{2i} - \cos \beta_{1i}}{x_i}.$$

Se poate constata că valoarea lui K este constantă, pentru valori i_1, i_2 date, în timp ce N_{xi} depinde de poziția relativă a unui punct de pe conductorul *2* față de conductorul *1*, deci de configurația geometrică a celor două conductoare.

Pentru a determina forța totală F_2, care se exercită asupra conductorului *2* se execută o construcție grafică. În acest scop se unesc vîrfurile vectorilor $F_{x1}...F_{x5}$ și se obține suprafața haşurată de arie A. Forța totală F_2, ca modul, este

$$F_2 = Amn, \tag{4.23}$$

unde s-a notat cu:

m — scara de reprezentare grafică a forțelor F_{xi};
n — scara de reprezentare a lungimilor.

Forța F_2 este neuniform repartizată pe lungimea l_2 a conductorului *2*, iar punctul de aplicație trece prin centroidul ariei haşurate A.

Suprapunerea efectelor. În construcția aparatelor electrice, mai ales la întreruptoare, calea de curent are de multe ori forma unui U, mai mult sau mai puțin dezdoit, adică în acest caz sînt de considerat trei segmente de conductor, ca în figura 4.6, *a*. Deoarece segmentele sînt situate în același plan, iar fenomenele sînt liniare, se admite principiul suprapunerii efectelor. Astfel, după cum se arată calitativ în figura 4.6, *b*, încărcarea specifică F_2 a conductorului *2*, rezultă din însumarea încărcărilor specifice $F_{2,1}$ și $F_{2,3}$, adică provenind de la conductoarele *1* și *3*. De asemenea, încărcarea specifică F_3 rezultă din însumarea încărcărilor specifice $F_{3,1}$ și $F_{3,2}$.

Observații. Dacă segmentele de conductoare nu sînt coplanare, problema devine mai dificilă dar se găsește rezolvată în literatură [1]. Calculul forței

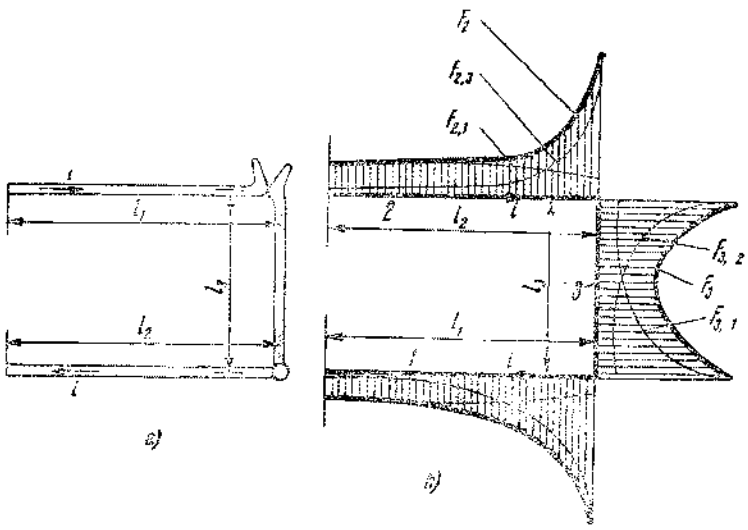


Fig. 4.6. Forțe exercitate în calea de curent a unui aparat.

totale se simplifică mult în cazul unor configurații geometrice simple sau simetrice, după cum rezultă din exemplele ce urmează.

4.2.2. Conductoare rectilinii paralele, de lungime infinită

Această situație este reprezentată schematic în figura 4.7, în care conductoarele *1* și *2* au lungime infinită, dar se calculează forța exercitată numai asupra porțiunii *l* din conductorul *2*. Un caz practic corespunzător acestei situații îl reprezintă un sistem de bare ancorate pe izolatoare suport, pentru care se cere să se calculeze forța exercitată asupra unei bare în intervalul dintre două izolatoare. La aplicarea relației (4.21) se observă că toate punctele situate pe conductorul *2* sînt la depărtarea *a* față de conductorul *1* și că, pentru orice punct situat pe conductorul *2*, $\beta_2=0$ și $\beta_1=\pi$. Se obține astfel forța pe unitate de lungime

$$F_{al}=\frac{2\mu_0 i_1 i_2}{4\pi a}=\text{const.}$$

Forța totală care se exercită asupra conductorului *2* este

$$F_2=\frac{2\mu_0 i_1 i_2}{4\pi}\frac{l}{a}, \tag{4.24}$$

unde în sistemul SI, $\mu_0=4\pi\cdot10^{-7}$ H/m, iar expresia forței devine

$$F_2=2 i_1 i_2 \frac{l}{a}10^{-7}[\text{N}]. \tag{4.25}$$

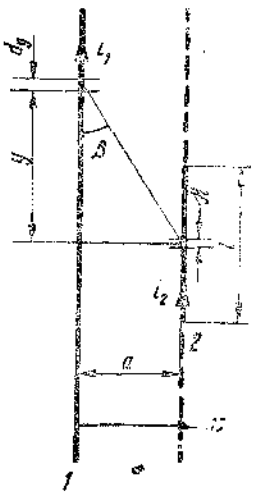


Fig. 4.7. Forța exercitată asupra segmentului de lungime *l*.

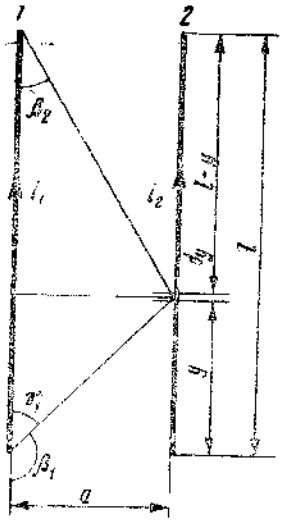


Fig. 4.8. Conductoare de lungime finită.

În figura 4.7 cele două conductoare sînt parcurse de curenți de același sens, iar forța care se exercită asupra conductorului *2* este de atragere către conductorul *1*.

4.2.3. **Conductoare rectilinii, paralele, de lungime finită**

Pentru a aplica relația (4.20) se observă că $x=a$, $\mathrm{d}l_2=\mathrm{d}y$, iar forța elementară rezultă

$$\mathrm{d}F=\frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi a}\,\mathrm{d}y\ (\cos\beta_2-\cos\beta_1)$$

unde, cu notațiile din figura 4.8 rezultă

$$\cos\beta_2=\frac{l-y}{\sqrt{(l-y)^2+a^2}},$$

$$\cos\beta_1=-\cos\ (\pi-\beta_1)=-\cos\gamma_1=-\frac{y}{\sqrt{y^2+a^2}}.$$

Rezultă expresia forței

$$F=\frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi a}\left[\underbrace{\int_0^l\frac{(l-y)\ \mathrm{d}y}{\sqrt{(l-y)^2+a^2}}}_{I_2}+\underbrace{\int_0^l\frac{y\,\mathrm{d}y}{\sqrt{y^2+a^2}}}_{I_1}\right].$$

Pentru rezolvarea integralei I_1 se face schimbarea de variabilă

$$y^2+a^2=z^2;\ 2y\,dy=2z dz.$$

Pentru $y=0$; $z=a$, iar pentru $y=l$; $z=\sqrt{l^2+a^2}$ și deci

$$I_1=\int_0^l \frac{y\,dy}{\sqrt{y^2+a^2}}=\int_0^{\sqrt{l^2+a^2}} dz=\sqrt{a^2+l^2}-a.$$

Pentru rezolvarea integralei I_2 se face schimbarea de variabilă :

$$l-y=u;\ dy=-du.$$

Pentru $y=0$; $u=l$, iar pentru $y=l$; $u=0$ și deci

$$I_2=\int_0^l \frac{(l-y)\,dy}{\sqrt{(l-y)^2+a^2}}=-\int_l^0 \frac{u\,du}{\sqrt{u^2+a^2}}=\int_0^l \frac{u\,du}{\sqrt{u^2+a^2}}=\sqrt{a^2+l^2}-a.$$

Rezultă expresia forței

$$F=\frac{\mu_0 i_1 i_2}{4\pi a}\,2\,(\sqrt{a^2+l^2}-a)=\frac{\mu_0 i_1 i_2}{2\pi}\,\frac{l}{a}\left(\sqrt{1+\frac{a^2}{l^2}}-\frac{a}{l}\right)$$

sau dacă se introduce $\mu_0=4\pi\cdot 10^{-7}$ H/m în sistemul SI se obține

$$F=2i_1 i_2\,\frac{l}{a}\,\varphi\left(\frac{a}{l}\right)10^{-7}\ [\mathrm{N}]. \tag{4.26}$$

Expresia (4.26) este de aceeași formă cu expresia (4.25) cu observația introducerii funcției de corecție $\varphi\left(\frac{a}{l}\right)$, indicată în figura 4.9.

Prin introducerea funcției de corecție se ține seamă că cele două conductoare sînt de lungime finită. Dacă a este foarte mic în raport cu 1, funcția de corecție se reduce la expresia

$$\varphi\left(\frac{a}{l}\right)\approx 1-\frac{a}{l}.$$

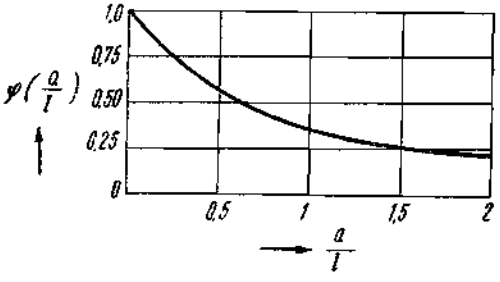


Fig. 4.9. Factorul de corecție $\varphi\left(\frac{a}{l}\right)$.

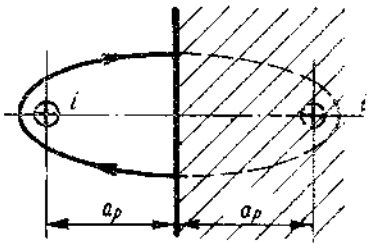


Fig. 4.10. Forța de atracție față de un perete feromagnetic.

Observație. Expresia 4.26 indică valoarea totală a forței care se exercită asupra conductorului *2*, dar nu oferă o imagine asupra repartiției forței totale pe lungimea conductorului.

4.2.4. Forța exercitată între un conductor și un perete feromagnetic

Aceste forțe apar la întreruptoarele cu ulei mult, unde conductoarele trec pe lîngă pereții de oțel ai cuvei, în celulele bobinelor de limitare a curenților de scurtcircuit, cînd barele trec pe lîngă pereții din plasă de sîrmă de protecție etc.

Pentru calculul forței se admite, ca în figura 4.10, că permeabilitatea materialului feromagnetic este infinită și că solenația conductorului servește numai la magnetizarea aerului. Mediul feromagnetic poate fi înlocuit cu un conductor „imagine". În adevăr, fluxul în aer nu se modifică, deoarece odată cu dublarea reluctanței s-a dublat și solenația.

Deci, forța exercitată între conductor și peretele de fier este echivalentă cu forța (de atracție) exercitată de două conductoare paralele, parcurse de curent de același sens, avînd între ele distanța $2a$. Deci conform relației (4.25)

$$F = i^2 \frac{l}{a_p} 10^{-7} [\mathrm{N}]. \tag{4.27}$$

4.2.5. Forța exercitată asupra unui conductor plasat într-o nișă feromagnetică

Se admite că permeabilitatea fierului este infinită. Pentru o nișă dreaptă, ca în figura 4,11. *a*, fluxul magnetic în întrefierul δ este

$$\Phi = \frac{Ni}{\sum \frac{\delta}{\mu_0 s}} = \frac{i}{\frac{\delta}{\mu_0 l x}}$$

sau

$$\Phi_x = x l \mu_0 \frac{i}{\delta}.$$

Energia magnetică este

$$W_m = \frac{1}{2} \Phi_x i = \frac{1}{2} \frac{\mu_0 l i^2 x}{\delta}.$$

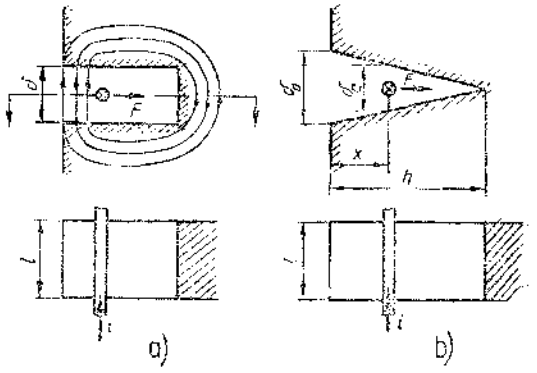


Fig. 4.11. Forța de atracție într-o nișă:
a — nișă dreaptă; *b* — nișă în V.

Rezultă forța

$$F = \frac{\mathrm{d}W_m}{\mathrm{d}x} = \frac{1}{2}\mu_0 i^2 \frac{l}{\delta}$$

$$F = 2\pi i^2 \frac{l}{\delta} 10^{-7}[\mathrm{N}]. \tag{4.28}$$

Relația (4.28) arată că forța, care tinde să împingă conductorul în nișă, nu depinde de poziția x a conductorului, întrucît nu s-a luat în considerare saturația fierului, iar permeabilitatea s-a considerat infinită. De asemenea nu s-a luat în considerare efectul de margine.

Dacă nișa are formă de V, ca în figura 4.11, *b*, se demonstrează că forța care împinge conductorul în nișe are valoarea

$$F = 2\pi i^2 \frac{l}{\delta_0} \frac{h}{h-x} 10^{-7}[\mathrm{N}] = 2\pi i^2 \frac{l}{\delta_u} 10^{-7}\ [\mathrm{N}]. \tag{4.29}$$

4.3. FORȚE EXERCITATE ÎNTRE CONDUCTOARE CU SECȚIUNE TRANSVERSALĂ FINITĂ

În acest capitol se vor trata cazurile reprezentative de forțe electrodinamice exercitate între conductoare a căror dimensiune lineară transversală nu este neglijabilă în raport cu lungimea lor.

4.3.1. Conductore paralele, drepte, cu secțiune circulară.

Secțiunea conductoarelor este circulară de rază r, iar distanța dintre axele conductoarelor este a, ca în figura 4.12. Această configurație apare în construcția barelor colectoare sau a liniilor de transport de energie. Forța va fi determinată din variația energiei magnetice, cunoscîndu-se inductivitatea circuitului de lungime l

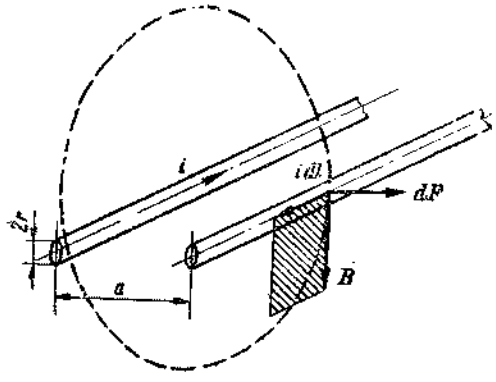


Fig. 4.12. Forțe exercitate între două conductoare paralele.

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi}\left[\frac{\mu_r}{2} + 2\ln\frac{a-r}{r}\right]. \tag{4.30}$$

Cu $\mu_0 = 4\pi.10^{-7}$ și $\mu_r = 1$ (în aer) rezultă

$$L = l\left(1 + 4\ln\frac{a-r}{r}\right)10^{-7},$$ unde

l este exprimat în metri și L în henry.

Energia magnetică este

$$W_m=\frac{1}{2}Li^2.$$

De aici rezultă forța, în ipoteza curentului constant

$$F=\left[\frac{\partial W_m}{\partial a}\right]_{i=\text{const.}}=\frac{i^2}{2}\frac{\partial L}{\partial a}=\frac{i^2}{2}\,4\,l\,\frac{r}{a-r}\,\frac{1}{r}\,10^{-7}=2i^2\,\frac{l}{a-r}\,10^{-7}\ [\text{N}]. \qquad (4.31)$$

Observații. Dacă $r\ll a$, relația (4.31) se poate scrie

$$F=2\,i^2\,\frac{l}{a}\,10^{-7}\ [\text{N}], \qquad (4.32)$$

relație identică cu (4.25), cînd $i_1=i_2$. După cum rezultă din figura 4.12 forța este de respingere.

4.3.2. Conductoare dispuse în $\overset{\times}{L}$ și U

În figura 4.13 s-au reprezentat schematic conductoarele *1* și *2* dispuse perpendicular și parcurse de curentul i. Asemenea dispoziție există în aparatele electrice, mai ales la bornele de conexiune.

Inducția elementară, în locul dx, datorită curentului ce străbate conductorul de lungime infinită este

$$\mathrm{d}B=-\frac{\mu_0 i}{4\pi x}\sin\beta\,\mathrm{d}\beta,$$

iar inducția totală

$$B=\frac{\mu_0 i}{4\pi x}\int_{\frac{\pi}{2}}^{0}(-\sin\beta)\,\mathrm{d}\beta=\frac{\mu_0 i}{4\pi x}.$$

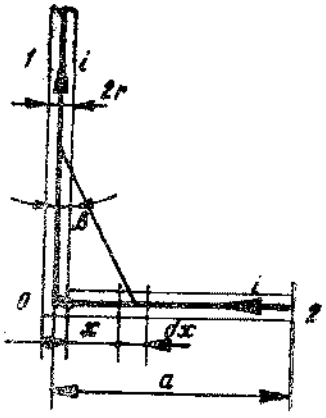


Fig. 4.13. Conductoare dispuse în L.

Dacă diametrul conductorului *1* este mic în raport cu a se admite inducția nulă în interiorul conductorului de rază r, iar forța rezultă

$$F=\int_r^a B\,\mathrm{d}x\,i=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\int_r^a\frac{\mathrm{d}x}{x}=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\ln\frac{a}{r}$$

sau

$$F=i^2\ln\frac{a}{r}\,10^{-7}\ [\text{N}]. \qquad (4.33)$$

Dacă raza r a conductorului *1* nu este foarte mică în raport cu lungimea conductorului *2*, trebuie să se ia în considerare și forța produsă de inducția din interiorul conductorului *1*, asupra conductorului *2* pe distanța r.

Inducția la periferia conductorului este

$$B_r = \frac{\mu_0 i}{4\pi r}.$$

În ipoteza repartiției liniare a inducției, deci a densității constante a curentului, în interiorul conductorului, la o distanță x de centru, inducția este

$$B_x = B_r \frac{x}{r} = \frac{\mu_0 i x}{4\pi r^2}.$$

Curentul limitat de raza x, în ipoteza densității constante de curent, este

$$i_x = i \frac{\pi x^2}{\pi r^2} = i \frac{x^2}{r^2}.$$

Forța elementară pe lungimea dx, conform figurii 4.14, este

$$dF = B_x i_x dx = \frac{\mu_0 i x}{4\pi r^2} i \frac{x^2}{r^2} dx = \frac{\mu_0 i^2 x^3}{4\pi r^4} dx$$

iar forța

$$F_r = \int_0^r dF = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi r^4} \int_0^r x^3 \, dx,$$

$$F_r = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi r^4} \frac{r^4}{4} = \frac{\mu_0}{16\pi} i^2$$

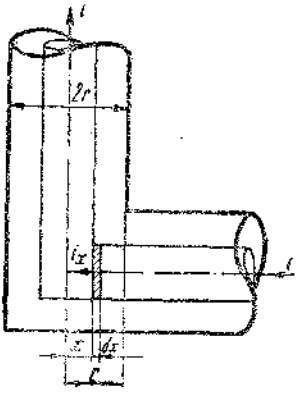


Fig. 4.14. Relativ la forța exercitată în cotul conductorului.

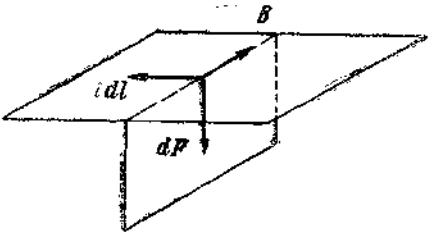


Fig. 4.15. Sensul forței la conductorul L.

sau

$$F_r = \frac{i^2}{4} 10^{-7} \text{ [N]}. \tag{4.34}$$

Forța totală se obține însumînd expresiile (4.33) și (4.34) deci

$$F_t = F + F_r = i^2 \left(\ln \frac{a}{r} + \frac{1}{4} \right) \cdot 10^{-7} \text{[N]}. \tag{4.35}$$

Sensul forței F_t rezultă din figura 4.15, adică bara orizontală se desface de bara verticală, unghiul drept se desface și devine obtuz.

Momentul forței. Din figura 4.13 momentul forței elementare este

$$dM = dF_x \, x = B \, dx \, i \, x = \frac{\mu_0 i}{4\pi x} dx \; i \; x = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi} dx,$$

iar momentul total

$$M = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi} \int_r^a dx = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi} (a - r).$$

Dacă $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m și a, r sînt în metri

$$M = i^2 \, (a - r) . 10^{-7} \text{ [Nm]}. \tag{4.36}$$

Dacă conductorul de formă „L" se completează cu un conductor vertical, se formează un „U", ca în figura 4.16.

Forța care acționează bara orizontală este dublă față de cea indicată în relația (4.34), adică

$$F = 2i^2 \ln \frac{a}{r} 10^{-7} \text{ [N]}. \tag{4.37}$$

Traversă încastrată. În figura 4.17 s-a schițat o cale de curent formată din conductoarele *1*, *2* și traversa *3*, încastrată în planul *Y* perpendicular pe traversa *3*. Pentru o astfel de cale de curent este util să se calculeze momentul în raport cu planul *Y* de încastrare.

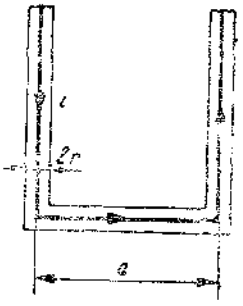


Fig. 4.16. Conductoare dispuse în U.

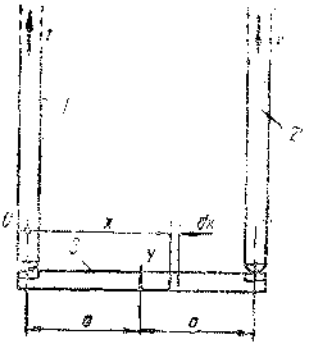


Fig. 4.17. Traversă încastrată.

Momentul produs prin interacțiunea dintre conductorul *1* și porțiunea din dreapta a conductorului *3*, prin care trece curentul *i*, este

$$M_1=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\int_{\frac{a}{2}}^{a-r}\frac{x-\frac{a}{2}}{x}\,dx=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\left[\frac{a}{2}-\frac{a}{2}\ln\frac{2(a-r)}{a}-r\right]. \qquad (4.38)$$

Momentul produs prin interacțiunea dintre conductorul *2* și porțiunea din dreapta a conductorului *3*, prin care trece curentul *i* este

$$M_2=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\int_{\frac{a}{2}}^{a-r}\frac{x-\frac{a}{2}}{a-x}\,dx=\frac{\mu_0 i}{4\pi}\left[\int_{\frac{a}{2}}^{a-r}\frac{x\,dx}{a-x}-\frac{a}{2}\int_{\frac{a}{2}}^{a-r}\frac{dx}{a-x}\right].$$

După efectuarea calculelor rezultă

$$M_2=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\left(\frac{a}{2}\ln\frac{a}{2r}-\frac{a}{2}+r\right). \qquad (4.39)$$

Momentul total se obține prin însumarea celor două momente, adică

$$M=M_1+M_2=\frac{\mu_0 i^2}{8\pi}\,a\ln\frac{a^2}{ar(a-r)},$$

sau în sistemul de măsură SI

$$M=\frac{1}{2}\,i^2\,a\ln\frac{a^2}{4r(a-r)}\cdot 10^{-7}\ [\mathrm{Nm}]. \qquad (4.40)$$

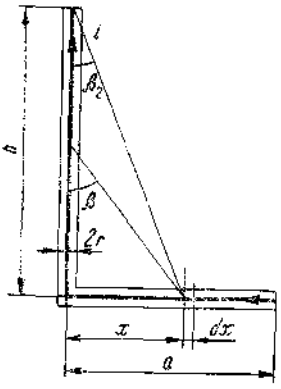


Fig. 4.18. Conductor L, cu laturi de lungime finită.

Laturi de lungime finită. În figura 4.18 s-a schițat un conductor dispus în formă de L, de secțiune circulară cu diametrul $2r$. Una din laturile conductorului este de lungime h, iar cealaltă de lungime a.

Inducția magnetică într-un punct situat la distanța x pe latura de lungime a este

$$B=\frac{\mu_0 i}{4\pi x}\int_{\frac{\pi}{2}}^{\beta_2}(-\sin\beta)\,d\beta=\frac{\mu_0 i}{4\pi x}\Big|\cos\beta\Big|_{\frac{\pi}{2}}^{\beta_2}=$$

$$=\frac{\mu_0 i}{4\pi x}\cos\beta_2,$$

dar

$$\cos \beta_2 = \frac{h}{\sqrt{h^2+x^2}}.$$

Forța elementară este

$$dF = B\, dx\, i = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi x} \frac{h}{\sqrt{h^2+x^2}} dx.$$

De unde rezultă

$$F = \frac{\mu_0 i^2 h}{4\pi} \int_r^a \underbrace{\frac{dx}{x\sqrt{h^2+x^2}}}_{A}.$$

Pentru rezolvarea integralei A se face schimbarea de variabilă $x^{-1}=z$ și deci $-x^{-2}dx=dz$; $dx=-\frac{dz}{x^2}=-z^2\, dz$

cu limitele noi:

pentru $x=r, z=\frac{1}{r}$ și pentru $x=a, z=\frac{1}{a}$.

Deci

$$A = -\int_{\frac{1}{r}}^{\frac{1}{a}} \frac{dz}{z\sqrt{h^2+\frac{1}{z^2}}} = -\int_{\frac{1}{r}}^{\frac{1}{a}} \frac{dz}{\sqrt{1+h^2z^2}} = -\frac{1}{h}\int_{\frac{1}{r}}^{\frac{1}{a}} \frac{dz}{\sqrt{\frac{1}{h^2}+z^2}},$$

dacă $\frac{1}{h^2}=m$, atunci

$$A = -\frac{1}{h}\int_{\frac{1}{r}}^{\frac{1}{a}} \frac{dz}{\sqrt{m+z^2}}.$$

Cu o nouă schimbare de variabilă

$$\sqrt{m+z^2}=u-z,$$

ridicînd la pătrat

$$m+z^2=u^2-2uz+z^2 \text{ sau } z=\frac{u^2-m}{2u}; \qquad dz=\frac{u^2+m}{2u^2}du;$$

$$\sqrt{m+z^2}=u-z=u-\frac{u^2-m}{2u}=\frac{u^2+m}{2u};$$

Scanned by

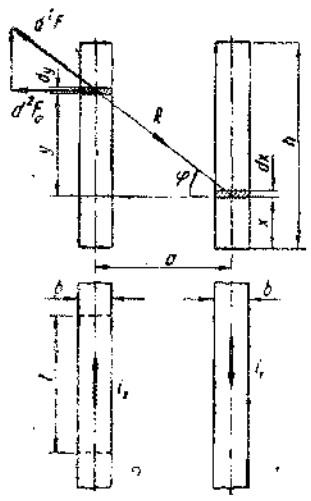


Fig. 4.19. Conductoare cu secțiune dreptunghiulară, așezate pe latura mică.

$$A=-\frac{1}{h}\int\frac{du}{u}=-\frac{1}{h}\left|\ln u\right|\begin{vmatrix}\frac{1}{a}\left(\frac{a^2+h^2}{h^2}+1\right)\\ \frac{1}{r}\left(\frac{r^2+h^2}{h}+1\right)\end{vmatrix}.$$

Rezultă expresia forței

$$F=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\ln\frac{a(h+\sqrt{r^2+h^2})}{r(h+\sqrt{a^2+h^2})}. \qquad (4.41)$$

4.3.3. Conductoare paralele, drepte, cu secțiune dreptunghiulară

În figura 4.19 se reprezintă situația relativă a două conductoare paralele, de secțiune dreptunghiulară, cu distanța a între axele conductoarelor, așezate pe latura mică a dreptunghiului : grosimea fiecărui conductor (latura mică) este b, iar înălțimea sa este h. Lungimea l a barei *2* este foarte mare în raport cu h și $b \ll a$; $b \ll h$.

Ambele conductoare sînt de lungime foarte mare, teoretic infinită, dar se calculează forța exercitată asupra porțiunii de lungime l, din conductorul *2*.

Se admite o densitate constantă a curentului în bare. Curentul în bara *1* este i_1 curentul în bara *2* este i_2. Curenții care străbat secțiunile $b\,dy$ respectiv $b\,dx$ sînt

$$di_1=i_1\frac{dx}{h}$$

$$di_2=i_2\frac{dy}{h}$$

Conform relației (4.22) forța exercitată asupra conductorului elementar *2* de către conductorul elementar *1*, după direcția $\boldsymbol{R}$ este

$$|d^2\boldsymbol{F}_R|=\frac{\mu_0}{2\pi R}\frac{i_1 i_2}{h^2}l\,dx\,dy.$$

Componenta care acționează după direcția a este

$$d^2F_a=d^2F_R\cos\varphi,\ \text{în care}\ \cos\varphi=\frac{a}{R}=\frac{a}{\sqrt{y^2+a^2}}.$$

Deci

$$d^2F_a=\frac{\mu_0 l}{2\pi h^2}i_1 i_2\frac{a}{y^2+a^2}\,dx\,dy.$$

Iar forța rezultă

$$F_a=\frac{\mu_0 l}{2\pi h^2}\, i_1 i_2 a \underbrace{\int_0^h \mathrm{d}x \int_{-x}^{h-x} \frac{\mathrm{d}y}{a^2+y^2}}_{A} \tag{4.42}$$

cum

$$\int_{-x}^{h-x} \frac{\mathrm{d}y}{a^2+y^2}=\left|\frac{1}{a}\operatorname{arc\,tg}\frac{y}{a}\right|_{-x}^{h-x}=\frac{1}{a}\left[\operatorname{arc\,tg}\frac{h-x}{a}+\operatorname{arc\,tg}\frac{x}{a}\right]$$

$$A=\frac{1}{a}\left[\underbrace{\int_0^h\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{x}{a}\right)\mathrm{d}x}_{A_1}+\underbrace{\int_0^h\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{h-x}{a}\right)\mathrm{d}x}_{A_2}\right].$$

Cu schimbarea de variabilă $\frac{x}{a}=z$; $\mathrm{d}x=a\,\mathrm{d}z$; limitele noi sînt

$$x=0\,;\ z=0$$

$$x=\mathrm{h}\,;\ z=\frac{h}{a}$$

$$A_1=a\int_0^{\frac{h}{a}}\operatorname{arc\,tg} z\,\mathrm{d}z=a\left[z\operatorname{arc\,tg} z-\frac{1}{2}\ln(1+z^2)\right]_0^{\frac{h}{a}}=$$

$$=a\left[\frac{h}{a}\operatorname{arc\,tg}\frac{h}{a}-\frac{1}{2}\ln\left(1+\frac{h^2}{a^2}\right)\right].$$

Cu schimbarea de variabilă

$h-x=u$ $\mathrm{d}x=-\mathrm{d}u$; pentru $x=0$, $u=h$; pentru $x=h$, $u=0$;

$$A_2=-\int_h^0\operatorname{arc\,tg}\frac{u}{a}=\int_0^h\operatorname{arc\,tg}\frac{u}{a}=A_1\,;$$

$$F_a=\frac{\mu_0 a}{2\pi h^2}\, i_1 i_2\, l\ 2\left[\frac{h}{a}\operatorname{arc\,tg}\frac{h}{a}-\frac{1}{2}\ln\left(1+\frac{h^2}{a^2}\right)\right];$$

ținînd seamă că $\mu_0=4\pi 10^{-7}\mathrm{H/m}$;

$$F=2i_1 i_2 l\frac{a}{h^2}\left[\frac{2h}{a}\operatorname{arc\,tg}\frac{h}{a}-\ln\left(1+\frac{h^2}{a^2}\right)\right]10^{-7}\ [\mathrm{N}]. \tag{4.43}$$

Relația (4.43) se mai poate scrie sub forma

$$F=2\,i_1 i_2 \frac{l}{a}\,\varphi(f).10^{-7}\ \text{[N]}, \tag{4.44}$$

unde $\varphi(f)$, funcția de formă și de dispoziția barelor este

$$\varphi(f)=\frac{a^2}{h^2}\left[\frac{2h}{a}\operatorname{arc\,tg}\frac{h}{a}-\ln\left(1+\frac{h^2}{a^2}\right)\right]. \tag{4.45}$$

Funcția de formă $\varphi(f)$ este dată în figura 4.20 de curbele lui Dwight [40] în funcție de rapoartele:

$\frac{h}{b}$ care variază între 0 și ∞,

$\frac{a-b}{b+h}$ care variază între 0 și 2.

Curbele lui Dwight sînt valabile și pentru așezarea conductoarelor pe lat, adică în cazul cînd $h/b<1$, iar conductoarele sînt dispuse ca în figura 4.21. Calculul analitic al forțelor se face în ipoteza că $h \ll b$ și $h \ll a$. Cu notațiile din figura 4.21 se scriu valorile curenților în secțiunile $h\,dy$ și $h\,dx$

$$di_1=\frac{dx}{b}\,i_1$$

$$di_2=\frac{dy}{b}\,i_2$$

Valoarea inducției în locul dy datorită curentului di_1, este

$$dB=\frac{\mu_0}{2\pi R}\,di_1.$$

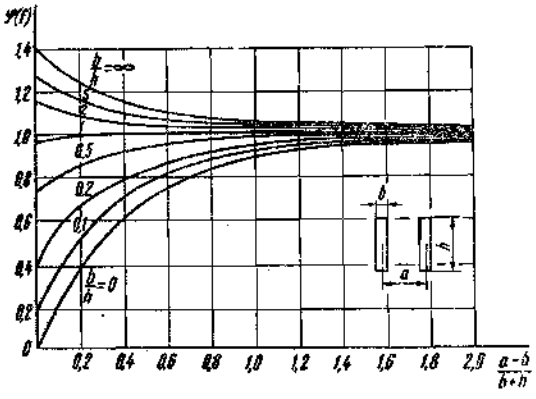


Fig. 4.20. Factorul de corecție φ (f).

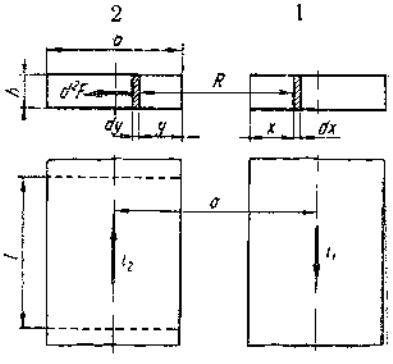


Fig. 4.21. Conductoare cu secțiune dreptunghiulară, așezate pe lat.

Forța exercitată între conductorul de secțiune $h\,dx$ de lungime infinită, parcurs de curentul di_1, și conductorul de secțiune $h\,dy$, parcurs de curentul di_2 pe *unitatea de lungime*, este

$$d^2F=\frac{\mu_0}{2\pi R}\frac{i_1 i_2}{b^2}\,dx\,dy.$$

Se observă că $R=(a_1+x+y)$ și deci expresia forței pe unitatea de lungime rezultă

$$F=\frac{\mu_0}{2\pi b^2}\int_0^b dx\int_0^b\frac{dy}{(a_1+x+y)}. \tag{4.46}$$

Prin efectuarea operațiilor rezultă pentru conductorul de lungime l

$$F=\frac{\mu_0}{2\pi}i_1 i_2\frac{l}{b^2}[(a+b)\ln(a+b)-2a\ln a+(a-b)\ln(a-b)],$$

relația care se poate pune sub forma

$$F=\frac{\mu_0}{2\pi}i_1 i_2\frac{l}{a}\varphi(f) \tag{4.47}$$

cu

$$\varphi(f)=\frac{a^2}{b^2}\left[\left(1+\frac{b}{a}\right)\ln\left(1+\frac{b}{a}\right)+\left(1-\frac{b}{a}\right)\ln\left(1-\frac{b}{a}\right)\right] \tag{4.48}$$

unde $\varphi(f)$ se ia din curbele luiDwight, din figura 4.20.

4.4. FORȚE EXERCITATE ÎN BOBINE

În relația (4.17) s-a indicat expresia forțelor care apar în cazul a două circuite cuplate magnetic. Forțele care se exercită într-o spiră, într-o bobină și între spire sau între bobine rezultă ca particularizări ale relației (4.17).

Pentru calculul forțelor menționate este util a se cunoaște valori ale inductivităților proprii și mutuale. Astfel inductivitatea proprie totală (internă și externă) a unei spire așezate în aer are expresia

$$L=\mu_0 R\left[\frac{\mu_r}{4}+\ln\frac{8R}{r}-2\right] \tag{4.49}$$

unde s-a notat:

R — raza medie a spirei;

r — raza conductorului;

μ_r — permeabilitatea relativă a materialului conduc-

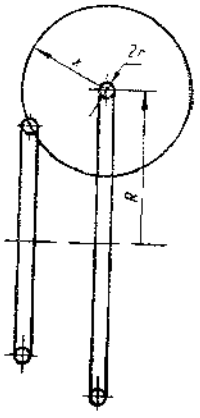


Fig. 4.22. Relativ la inductivitatea mutuală, între două spire apropiate.

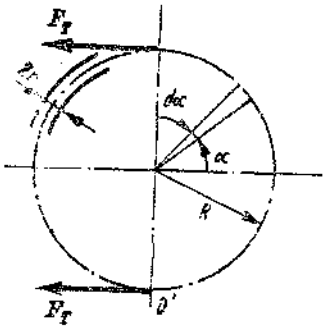


Fig. 4.23. Relativ la forțele dezvoltate într-o spiră.

torului. Inductivitatea mutuală între două spire are ca expreie

$$M=L_{12}=L_{21}=\mu_0 R\left[\ln\frac{8R}{x}-2\right] \qquad (4.50)$$

în ipoteza că $R\gg x$, $r\ll R$ și unde s-a notat

R — raza medie a unei spire;
x — distanța între spire, ca în figura 4.22;
r — raza conductorului.

4.4.1. Forțele radială și tangențială într-o spiră

În figura 4.23 s-a reprezentat o spiră circulară de diametru $2R$, executată cu un conductor rotund de diametru $2r$. Dacă conductorul este din cupru $\mu_r\approx 1$, iar relația (4.49) a inductivității devine

$$L=\mu_0 R\left(\ln\frac{8R}{r}-1{,}75\right). \qquad (4.51)$$

În ipoteza că valoarea curentului i, care parcurge spira, rămîne constantă, rezultă forța pe unitatea de lungime a spirei

$$F=\frac{dW_m}{2\pi R\,dR}=\frac{1}{2}i^2\frac{dL}{2\pi R\,dR},$$

$$\frac{dL}{dR}=\mu_0\left(\ln\frac{8R}{r}-1{,}75\right)+\mu_0 R\frac{\frac{8}{r}}{\frac{8R}{r}}=\mu_0\left(\ln\frac{8R}{r}-0{,}75\right).$$

Rezultă

$$F=\frac{\mu_0}{4\pi R}i^2\left(\ln\frac{8R}{r}-0{,}75\right)=\frac{1}{R}i^2\left(\ln\frac{8R}{r}-0{,}75\right).10^{-7}\ [\mathrm{N}]. \qquad (4.52)$$

Pentru determinarea forței tangențiale, care tinde să rupă spira, se scrie

$$2F_T=\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}FR\ d\alpha.\cos\alpha=FR\left|\sin\alpha\right|_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}=2RF$$

sau

$$F_T=RF=i^2\left(\ln\frac{8R}{r}-0{,}75\right)10^{-7}\ [\mathrm{N}]. \qquad (4.53)$$

Relația (4.53) se poate aplica *cu aproximație* și la bobine cilindrice, caz în care $i=ni_0$, unde n este numărul de spire, iar i_0, curentul care parcurge o spiră.

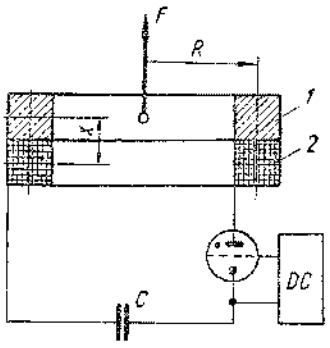


Fig. 4.24. Declanșator electrodinamic.

4.4.2. Forțe exercitate între spire.

Conform cu relația (4.17) forța exercitată între două spire este

$$F=\left(\frac{\mathrm{d}W_m}{\mathrm{d}x}\right)_{i=\text{const.}}=i_1 i_2\frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}x} \qquad (4.54)$$

adică pentru a se calcula forțe exercitate între două spire este necesar a se cunoaște valoarea inductivității mutuale între aceste spire. În relația (4.50) este indicată această valoare pentru $R\gg b$ și $r\ll R$.

Ca aplicație se tratează forța dezvoltată de un dispozitiv electrodinamic, utilizat în construcția aparatelor electrice ca declanșator. În figura 4.24 s-au reprezentat schematic bobinele *1* și *2* cuplate strîns. La descărcarea oscilantă a condensatorului C pe bobina *2*, se induce un curent în bobina *1*, care este scurtcircuitată. Forța F exercitată între cele două bobine se calculează cu relația (4.54). Dacă N_1 este numărul de spire al bobinei *1* și N_2 numărul de spire al bobinei *2*, relația (4.54) se scrie sub forma

$$F=i_1 i_2\frac{\mathrm{d}M^{(1)}}{\mathrm{d}x}N_1N_2=\theta_1\theta_2\frac{\mathrm{d}M^{(1)}}{\mathrm{d}x} \qquad (4.55)$$

unde $M^{(1)}$ reprezintă inductivitatea mutuală între o spiră a bobinei *1* și o spiră a bobinei *2*. Teoremna a doua a lui Kirchhoff aplicată bobinei *2*, în scurtcircuit conduce la

$$0=\mathrm{j}\omega M\underline{I}_1+R_2\underline{I}_2+\mathrm{j}\omega L_2\underline{I}_2.$$

Pentru $R\ll\omega L_2$ se poate neglija $R_2\underline{I}_2$. Dacă se notează $M=M^{(1)}N_1$ și $L_2=L_2^{(1)}N_2$, unde $L_2^{(1)}$ este inductivitatea proprie pentru o singură spiră a secundarului din relația (4.55) se obține

$$M^{(1)}N_1\underline{I}_1=-L_2^{(1)}N_2\underline{I}_2 \text{ sau}$$

$$\theta_2=-\theta_1\frac{M^{(1)}}{L_2^{(1)}}=-\theta_1 k$$

unde $k=M^{(1)}/L_2^{(1)}$.

Expresia forței din relația (4.55) devine

$$F=-\theta_1^2 k\frac{\mathrm{d}M^{(1)}}{\mathrm{d}x}$$

Conform relațiilor (4.49) și (4.50) se obține succesiv

$$k=\frac{\mu_0 R\left(\ln\frac{8R}{x}-2\right)}{\mu_0 R\left[\ln\frac{8R}{r}-1{,}75\right]}$$

$$\frac{dM(l)}{dx}=-\frac{\mu_0 R}{x},$$

ar în final expresia forței rezultă

$$F=\frac{\mu_0 R k\theta_1^2}{x} \tag{4.56}$$

Forța F, la construcții uzuale de declanșatoare, poate ajunge la circa 10 000 N, mai ales cînd bobina secundară este formată dintr-o singură spiră în scurt-circuit. La această valoare se ajunge cu un curent de vîrf $\hat{\imath}_1=4-5$ kA, $N_1=20-30$ spire, $R=2{,}5$ cm.

4.4.3. Forța exercitată asupra unei spire dintr-o bobină

Această forță este determinată de inducția magnetică existentă în locul ocupat de spiră și de intensitatea curentului care parcurge spira. În figura 4.25 s-a reprezentat o secțiune longitudinală într-o bobină cu mai multe straturi și diagramele calitative B_l și B_r ale componentelor longitudinale și radiale ale inducției magnetice. Pentru punctul M, care precizează poziția unei spire, aceste componente sînt B_{lM} și B_{rM}. Componenta radială F_r a forței este determinată de componenta longitudinală Bl_M a inducției magnetice, iar componenta logitudinală Fl a forței este determinată de componenta radială B_{lM} a

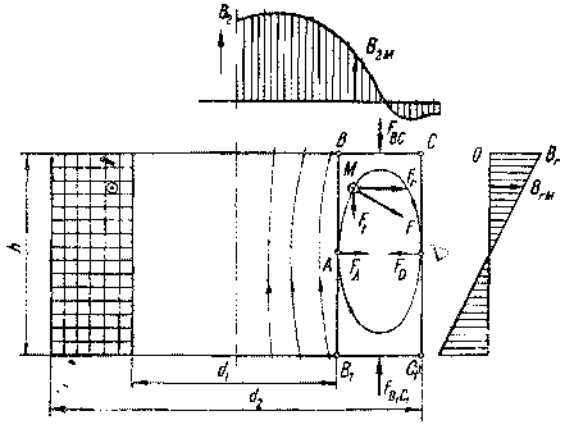


Fig. 4.25. Forțe în spireie unei bobine.

inducției magnetice. Forța totală F rezultă din compunerea forțelor F_r și F_l. Este util a se calcula forțele în punctele A, B, C și D. Punctele B_1 și C_1 sînt simetrice cu B și C.

În punctul A componenta radială a inducției magnetice este nulă, deci spira corespunzătoare acestui punct va fi supusă unei forțe radiale maxime F_A, dirijată din interiorul bobinei către exteriorul bobinei.

În punctul D sensul inducției este schimbat față de sensul inducției în punctul A. Componenta radială a inducției este nulă, forța F_D va fi radială și orientată spre axa bobinei. Forța F_D este sensibil mai mică decît forța F_A, deoarece inducția magnetică B_D este sensibil mai mică decît inducția B_A.

Pe conturul B—C componenta radială a inducției magnetice este importantă și ca urmare forța F_{BC}, exercitată pe acest contur, este preponderent axială. Situația pe conturul B_1—C_1, pe care se dezvoltă forța $F_{B_1C_1}$ este simetrică.

Forțele specifice, care se dezvoltă pe unitatea de lungime a unei spire, depind de forma constructivă a bobinei și se calculează cu relații corectate experimental [15] pentru spirele cele mai solicitate, după cum urmează:

$$F_A = 5 \cdot 10^{-1} \cdot 9{,}81 \frac{N_s}{b} i^2 \varphi_A \left[\frac{\text{N}}{\text{m}}\right]$$

$$F_B = 6 \cdot 10^{-1} \cdot 9{,}81 \frac{N_s}{b} i^2 \varphi_B \left[\frac{\text{N}}{\text{m}}\right] \qquad (4.57)$$

$$F_C = 2{,}8 \cdot 10^{-1} \cdot 9{,}81 \frac{N_s}{b} i^2 \varphi_C \left[\frac{\text{N}}{\text{m}}\right]$$

unde s-a notat:

N_s — numărul de spire al bobinei;
b — lățimea bobinei în cm; $b=(d_1-d_2)/2$;
i — intensitatea curentului în A;
φ_A — factorul de corecție în funcție de forma bobinei, dat în figura 4.26, pentru punctul A;
$\varphi_B=\varphi_C$ — factorul de corecție în funcție de forma bobinei, dat în figura 4.26, pentru punctele B și C.

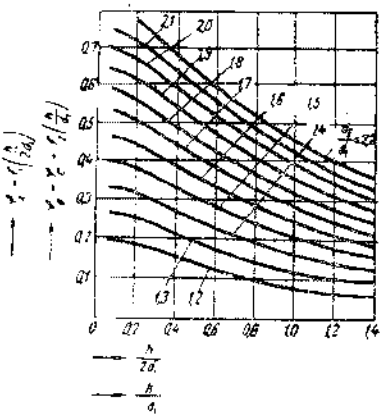


Fig. 4.26. Factorii de corecție φ_A și $\varphi_B=\varphi_C$.

4.4.4. Forțe exercitate între bobine

Pentru calculul acestor forțe este necesar a se determina inductivitatea mutuală între bobine. Metode pentru calculul inductivităților mutuale sînt tratate pe larg în cartea lui Kalantarov și Teiltin [91].

4.5. FORȚE ELECTRODINAMICE ÎN INSTALAȚII DE CURENT ALTERNATIV

Forțele electrodinamice, care apar în instalațiile de curent alternativ, sînt funcții de timp, ca urmare a faptului că intensitățile curenților sînt variabile de timp. Este de așteptat ca valorile cele mai mari ale forțelor electrodinamice să apară cu ocazia scurtcircuitelor, cînd în instalații circulă curenții de scurtcircuit.

4.5.1. Instalații de curent alternativ monofazat

Forțe electrodinamice apar între două conductoare parcurse de același curent (alternativ) într-un circuit monofazat atît în regim normal de lucru, adică la intensități ale curentului sub intensitatea nominală cît și în regim de scurtcircuit cînd forțele electrodinamice sînt mai mari decît în regimul normal.

O altă situație reductibilă, din punctul de vedere al calculului forțelor electrodinamice, la situația precedentă este aceea a scurtcircuitului bipolar într-un sistem trifazat. În adevăr, în acest caz, curentul de scurtcircuit care parcurge două conductoare este același, iar dacă în conductorul al treilea se consideră nulă intensitatea curentului, forțele electrodinamice se calculează ca în cazul unui circuit monofazat.

Se pot prezenta două situații, și anume:

— Curentul care parcurge cele două conductoare este simetric, ceea ce are importanță la calculul forțelor electrodinamice în regim stabilizat.

— Curentul care parcurge cele două conductoare este asimetric, ceea ce are importanță la calculul forțelor electrodinamice în regim tranzitoriu.

Indiferent dacă se calculează forțele în regim stabilizat sau tranzitoriu între două conductoare drepte, paralele se exercită forțe de respingere, fiind parcurse de același curent. Întrucît elementele de aparate și barele colectoare se calculează la stabilitatea dinamică în regim de scurtcircuit, cînd intensitatea curenților este sensibil mai mare decît în regim normal, în cele ce urmează se va face referire numai la curenții de scurtcircuit, deși forțe electrodinamice apar și în cazul curenților normali, care circulă într-o instalație electrică.

În cazul scurtcircuitului bipolar, fără componenta de curent continuu ($\alpha=0$), curentul are expresia

$$i_1=i_2=\hat{I}\sin\ \omega t.$$

Forța de interacțiune între două conductoare parcurse de același curent (alternativ) rezultă

$$F_0=C\hat{I}^2\ \sin^2\ \omega t=C\hat{I}^2\frac{1-\cos 2\omega t}{2}. \qquad (4.58)$$

La conductoare paralele de lungime mare $C=\frac{\mu_0}{2\pi}\frac{l}{a}$. Expresia (4.58) indică două componente ale forței

$F_1 = C\frac{I^2}{2}$, componenta continuă;

$F_2 = -C\frac{I^2}{2}\cos 2\omega t$ componenta alternativă de pulsație 2ω.

În figura 4.27 s-au reprezentat diagramele forțelor F_1, F_2 și F_0.

Forța rezultantă variază între 0 și $C\,I^2$ și își menține sensul, iar valoarea medie a acestei forțe este $C\frac{I^2}{2}$.

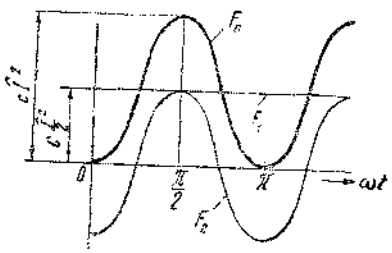


Fig. 4.27. Diagrama forței de scurtcircuit bipolar simetric.

Determinarea forțelor electrodinamice este de cea mai mare importanță în cazul curenților de scurtcircuit. Expresia curentului de scurtcircuit, în ipoteza stabilirii scurtcircuitului la $\alpha = \varphi - \psi = \pi/2$ este

$$i = \sqrt{2}\,I\left[e^{-\frac{t}{T}} - \cos\omega t\right].$$

Cu notația $\frac{1}{T} = \lambda$, rezultă forța:

$$F = Ci^2 = C\ 2\ I^2(e^{-\lambda t} - \cos\omega t)^2$$

sau

$$F = 2\ C\ I^2\left[e^{-2\lambda t} - 2\ e^{-\lambda t}\cos\omega t + \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega t\right]. \qquad (4.59)$$

Deoarece valoarea maximă a curentului de scurtcircuit este

$$I_1 = \varkappa I = \varkappa\sqrt{2}\ I = 1{,}8\sqrt{2}\ I,$$

forța maximă are expresia

$$F_{max} = C\,I_1^2 = C \cdot 6{,}48\,I^2. \qquad (4.60)$$

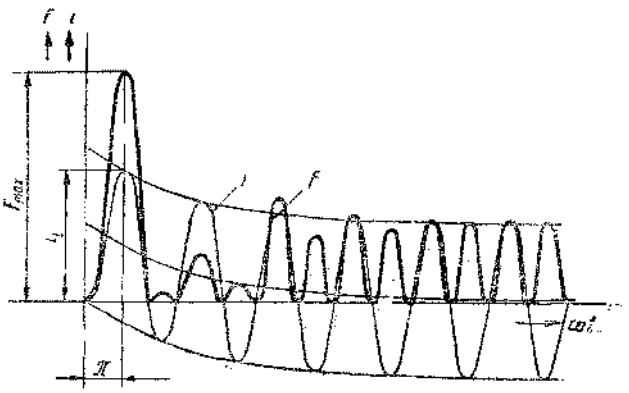


Fig. 4.28. Diagrama forței de scurtcircuit bipolar simetric.

Diagrama forței este indicată în figura 4.28. În mod general raportul F/F_{ma} *între forța F în regim tranzitoriu* și F_{ma} *forța maximă în regim de durată* este

$$\frac{F}{F_{ma}} = \frac{C I^2\left[\sin\alpha\ e^{-\frac{t}{T}} + \sin(\omega t-\alpha)\right]^2}{C\ I^2} = \left[\sin\alpha\ e^{-\frac{t}{T}} + \sin(\omega t-\alpha)\right]^2. \qquad (4.61)$$

4.5.2. Instalații de curent alternativ trifazat; regimul stabilizat

În acest caz, expresiile curenților în cele trei faze sînt

$$\begin{aligned} i_1 &= \sqrt{2}\ I\ \sin\omega t \\ i_2 &= \sqrt{2}\ I\ \sin\left[\omega t-\frac{2\pi}{3}\right] \\ i_3 &= \sqrt{2}\ I\ \sin\left[\omega t+\frac{2\pi}{3}\right]. \end{aligned} \qquad (4.62)$$

În ipoteza amplasării în același plan a conductoarelor, ca în figura 4.29 forța care acționează asupra conductorului 1 este

$$F = C_1 i_1 i_2 + C_2 i_1 i_3 = 2\ I^2\left[C_1\ \sin\omega t\cdot\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right) + C_2\ \sin\omega t\cdot\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\right].$$

Dacă se calculează

$$\sin\left[\omega t-\frac{2\pi}{3}\right] = -\frac{1}{2}\sin\omega t-\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega t,$$

$$\sin\left[\omega t+\frac{2\pi}{3}\right] = -\frac{1}{2}\sin\omega t+\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega t,$$

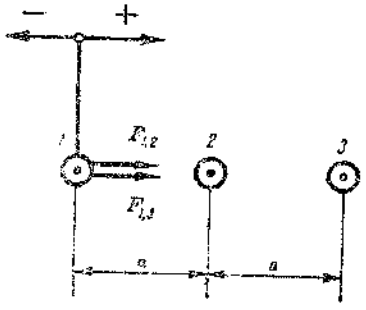


Fig. 4.29. Amplasarea conductoarelor în același plan.

rezultă forța

$$F = 2I^2\frac{1}{4}\left[\sqrt{3}(C_2-C_1)\sin 2\omega t-(C_1+C_2)(1-\cos 2\omega t)\right]. \qquad (4.63)$$

Pentru a găsi maximul expresiei forței, în raport cu ωt se anulează derivata

$$\frac{dF}{d(\omega t)} = 2\sqrt{3}(C_2-C_1)\cos 2\omega t-2(C_1+C_2)\sin 2\omega t = 0$$

sau

$$\operatorname{tg} 2\omega t = \frac{\sqrt{3}(C_2 - C_1)}{C_1 + C_2}$$

de unde rezultă

$$\sin 2\omega t = \pm \frac{\operatorname{tg} 2\omega t}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 2\omega t}} = \pm \frac{\sqrt{3}(C_2 - C_1)}{2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2}}$$

$$\cos 2\omega t = \pm \frac{1}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 2\omega t}} = \pm \frac{C_1 + C_2}{2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2}}. \tag{4.64}$$

Pentru a obține tg $2\omega t$ pozitiv se iau sau semnele minus sau cele plus atît la valorile pentru sin $2\omega t$ cît și pentru cos $2\ \omega t$.

Dacă se introduc valorile pozitive pentru sin $2\omega t$ și cos $2\omega t$ din relația (4.64) în relația (4.63) se obține

$$F_a = \frac{I^2}{2}\left[\sqrt{3}(C_2 - C_1)\frac{\sqrt{3}(C_2 - C_1)}{2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2}} - (C_1 + C_2)\left(1 - \frac{C_1 + C_2}{2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2}}\right)\right],$$

$$F_a = \frac{I^2}{2}\left[2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2} - (C_1 + C_2)\right]. \tag{4.65}$$

Dacă se introduc valorile negative pentru sin $2\omega t$ și cos $2\omega t$ se obține

$$F_r = \frac{I^2}{2}\left[-\sqrt{3}(C_2 - C_1)\frac{\sqrt{3}(C_2 - C_1)}{2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2}} - (C_1 + C_2)\left(1 + \frac{C_1 + C_2}{2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2}}\right)\right]$$

$$F_r = -\frac{I^2}{2}\left[2\sqrt{C_1^2 + C_2^2 - C_1 C_2} + (C_1 + C_2)\right]. \tag{4.66}$$

F_a este forța de atragere față de conductoarele *1* și *3*;
F_r — forța de respingere față de conductoarele *1* și *3*.

Observație importantă. Deoarece distanța între conductoarele *1* și *2* este egală cu distanța între conductoarele *2* și *3* rezultă că $C_2 = 0{,}5\ C_1$ și forțele respective sînt

$$F_a = 0{,}115\ C_1\ I^2 \tag{4.65 a}$$

$$F_r = -1{,}615\ C_1\ I^2. \tag{4.66 a}$$

Forța de respingere este de circa 14 ori mai mare decît cea de atragere, așa cum se indică în figura 4.30.

Se poate demonstra că, în ipoteza amplasării în același plan a conductoarelor, ca în figura 4.29, forțele maxime care acționează asupra conductorului *2*, din mijloc, sînt mai mici decît cele care acționează asupra conductorului *1*, din exterior.

Conductoare dispuse în vîrfurile unui triunghi echilateral.

Dispunerea conductoarelor în vîrfurile unui triunghi echilateral este indicată pentru a simetriza impedanțele pe cele trei faze. Acest sistem de așezare a conductoarelor este utilizat la liniile aeriene trifazate, precum și în cazul conductoarelor parcurse de curenți intenși, cum sînt barele care fac legătura între generatorul sincron și barele colectoare ale centralei. Mai trebuie menționat că și în cazul cablurilor trifazate de forță, conductoarele sînt dispuse după vîrfurile unui triunghi echilateral. În figura 4.31 s-au reprezentat conductoarele *1*, *2*, *3* dispuse în vîrfurile unui triunghi echilateral. Expresiile curenților în cele trei conductoare sînt

$$i_1=\sqrt{2}\,I\sin\omega t$$

$$i_2=\sqrt{2}\,I\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_3=\sqrt{2}\,I\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right).$$

Se calculează forța care se exercită asupra conductorului *1* din figura 4.31 după direcțiile x și y

$$F_x=2\,I^2C\sin\omega t\left[\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)+\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\right]\cos\frac{\pi}{6},$$

$$F_y=2I^2\,C\sin\omega t\left[\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)-\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\right]\sin\frac{\pi}{6}$$

sau

$$F_x=2I^2C\sin\omega t\left[-\frac{1}{2}\sin\omega t-\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega t-\frac{1}{2}\sin\omega t+\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega t\right]\frac{\sqrt{3}}{2},$$

$$F_x=-\sqrt{3}I^2C\sin^2\omega t=-\sqrt{3}I^2C\,\frac{1-\cos 2\omega t}{2}.$$

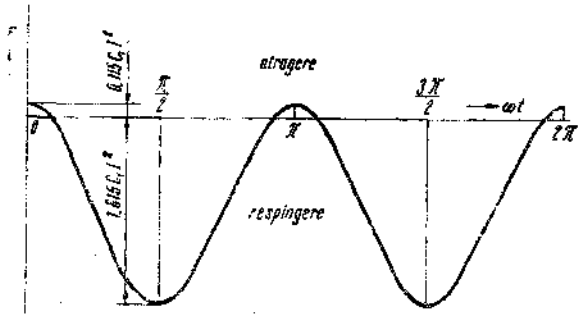


Fig. 4.30. Diagrama forței exercitate asupra conductorului extern, la scurtcircuit tripolar stabilizat.

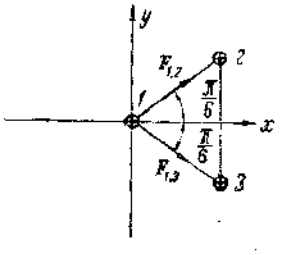


Fig. 4.31. Conductoare așezate în vîrfurile unui triunghi echilateral.

În mod similar

$$F_y = 2I^2C \sin \omega t \left[-\frac{1}{2}\sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos \omega t + \frac{1}{2}\sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos \omega t \right] \frac{1}{2},$$

$$F_y = -\sqrt{3}I^2C \sin \omega t \cos \omega t = -\frac{\sqrt{3}}{2} C\ I^2 \sin 2\omega t.$$

Forța rezultantă are drept componente pe F_x și F_y, deci

$$F = \sqrt{F_x^2 + F_y^2} = \frac{\sqrt{3}}{2} I^2C \sqrt{(1-\cos 2\omega t)^2 + \sin^2 2\omega t}$$

sau

$$F = \frac{\sqrt{3}}{2} I^2C \sqrt{1 - 2\cos 2\omega t + \cos^2 2\omega t + \sin^2 2\omega t},$$

$$F = \frac{\sqrt{3}}{2} I^2C \sqrt{2 - 2\cos 2\omega t} = \sqrt{3} I^2C \sin \omega t. \qquad (4.67)$$

Conform relației (4.67), forța care se exercită asupra conductorului *1* variază sinusoidal în timp. Se poate constata că direcția acestei forțe variază în spațiu. În adevăr, componentele forței F se pot scrie sub forma

$$F_x = -A + A \cos 2\omega t,$$

$$F_y = -A \sin 2\omega t$$

unde

$$A = \frac{\sqrt{3}}{2} I^2C.$$

Aceste forțe se reprezintă în diagrama din figura 4.32. Se poate constata că forța F este formată din componenta constantă $-A$ și componenta A care se rotește cu unghiul $-2\omega t$. Locul geometric al vîrfului vectorului forței F se deplasează pe cercul cu centrul în O_1 și de rază A. Originea vectorului F este în punctul 0.

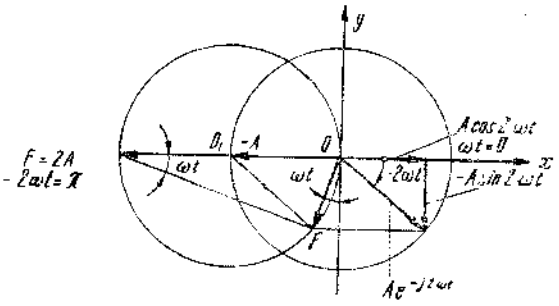


Fig. 4.32. Forța exercitată asupra conductorului *1* din figura 4.31.

4.5.3. Instalații de curent alternativ trifazat; regimul tranzitoriu

Se admite că cele trei conductoare sînt situate în același plan și că practic ele sînt filiforme. Expresiile celor trei curenți sînt

$$i_1 = \hat{I}\,[e^{-\lambda t}\,\sin\,\alpha + \sin\,(\omega t - \alpha)]$$

$$i_2 = \hat{I}\left[e^{-\lambda t}\,\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \tag{4.68}$$

$$i_3 = \hat{I}\left[e^{-\lambda t}\,\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

unde

$$\alpha = \varphi - \psi \quad \text{și} \quad \lambda = \frac{1}{T} = \frac{1}{\frac{L}{R}} = \frac{R}{L}\,.$$

Forța care se exercită asupra conductorului din mijloc, conform figurii 4.33 *a* este

$$F_m = \frac{\mu_0 l}{2\pi a}\, i_1 (i_2 - i_3) = C\, i_1\, (i_2 - i_3), \tag{4.69}$$

iar forța care se exercită asupra conductorului din exterior este

$$F_e = \frac{\mu_0 l}{2\pi a}\, i_1 \left(i_2 + \frac{i_3}{2}\right) = C\, i_1 \left(i_2 + \frac{i_3}{2}\right). \tag{4.70}$$

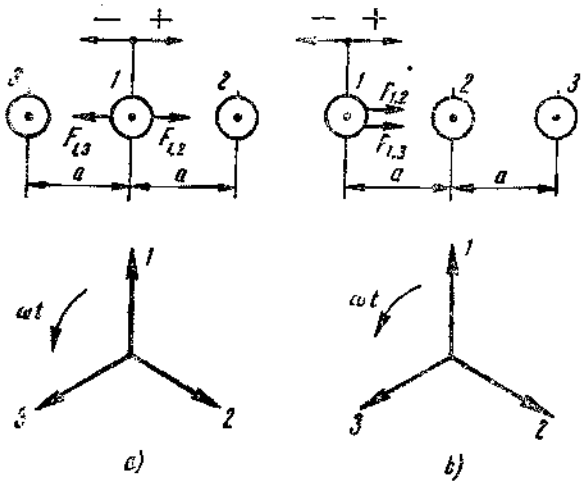


Fig. 4.38. Relativ la stabilirea semnului forțelor.

Observație asupra scrierii ecuațiilor (4.69) și (4.70). La scrierea acestor ecuații trebuie observat, ca în figura 4.33, semnul forțelor. Pentru aceasta se stabilește un sens al curentului în conductorul *1* asupra căruia se exercită forța și se admit sensuri identice pentru curenții din celelalte două conductoare *2* și *3*. Dacă forțele rezultă în același sens semnul forțelor este același, conform schiței *b*; dacă forțele rezultă de sens contrar, una din forțe se ia cu semnul minus, iar cealaltă cu plus, conform schiței *a*.

Se calculează expresia forței pentru conductorul din mijloc, conform cu relația (4.69), ținînd seama de expresiile curenților din (4.68)

$$F_m = c\hat{I}^2 \left[e^{-\lambda t} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right] \left[e^{-\lambda t} \left(-\frac{1}{2} \sin\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\alpha \right) - \right.$$

$$- \frac{1}{2} \sin(\omega t + \alpha) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t - \alpha)\, e^{-\lambda t} \left(-\frac{1}{2} \sin\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\alpha \right) +$$

$$\left. + \frac{1}{2} \sin(\omega t - \alpha) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t - \alpha) \right].$$

$$F_m = C\hat{I}^2 [e^{-\lambda t} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)] [\sqrt{3} \cos\alpha e^{-\lambda t} - \sqrt{3} \cos(\omega t - \alpha)],$$

$$F_m = C\hat{I}^2 \sqrt{3} [e^{-\lambda t} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)] [\cos\alpha e^{-\lambda t} - \cos(\omega t - \alpha)]. \quad (4.71)$$

În relația (4.71) se variază parametrul α între limitele 0 și $\pi/2$ și se trasează curbele F_m. Se găsește că maximum pentru condițiile normale ($\varkappa = 1{,}8$ și $\lambda = 22{,}311\ s^{-1}$) are loc dacă $\alpha = \pi/4$.

Dacă se notează forța care apare la scurtcircuitul bipolar de durată

$$F_0 = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{l}{a} \hat{I}^2,$$

raportul $\frac{F_m}{F_0}$ este dat, după Lehmann [109] în figura 4.34. Se constată că cea mai mare valoare a raportului F_m/F_0 este 2,8. Pentru calcule practice se calculează forța maximă care apare în cazul scurtcircuitului bipolar de durată, la curentul egal cu curentul de scurtcircuit tripolar de durată și se înmulțește forța obținută cu 2,8. Procedînd în mod similar pentru a calcula forța exercitată asupra conductorului extern cu ajutorul relației (4.70) se obține $F_e/F_0 = 2{,}2$. Deci solicitarea cea mai mare este pentru conductorul din mijloc.

Observație. La dispunerea conductoarelor în vîrfurile unui triunghi echilateral și considerarea regimului tranzitoriu se demonstrează [149] că valoarea maximă a raportului între forța F exercitată asupra unui conductor și forța F_0 este 2,8, adică are aceeași valoare ca la conductorul median cînd dispoziția

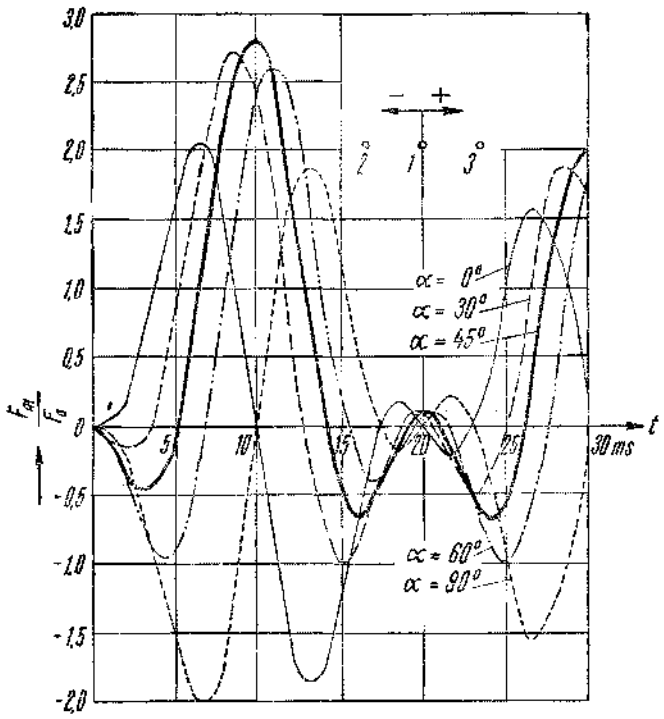


Fig. 4.34. Diagrama forței în cazul scurtcircuitului tripolar asimetric

conductoarelor este coplanară. Deosebirea apare în ce privește locul geometric al vîrfului vectorului forță care, în cazul dispoziției în vîrful unui triunghi echilateral, devine o elipsă.

4.6. FORȚE ELECTRODINAMICE ÎN SISTEME TRIFAZATE CU BARE ECRANATE

În centralele electrice, cu generatoare sincrone de mare putere se realizează o legătură directă între generator și transformator, eliminîndu-se astfel orice aparat de comutație intermediar.

În acest mod curentul de scurtcircuit este diminuat prin însumarea impedanței transformatorului la impedanța generatorului în ipoteza excluderii oricărui defect între generator și transformator. De aci apare necesitatea de a realiza legătura menționată prin intermediul unei bare ecranate, care în cele din urmă trebuie să îndeplinească următoarele scopuri:

— să reducă riscul de amorsare al arcului electric între faze;

— să ofere o protecție contra electrocutării a personalului de exploatare;

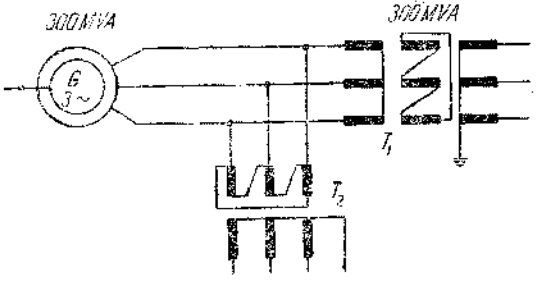
— să diminueze forțele electrodinamice, care apar cu ocazia scurtcircuitelor ;

— să reducă la minimum cheltuielile de exploatare în centrală.

În același timp este necesar ca pierderile de energie în ecrane să fie suficient de reduse și deci acceptabile, iar barele ecrane să fie prefabricate în scopul reducerii prețului de cost și de montaj. În figura 4.35 se indică legăturile directe între generatorul sincron și transformatoarele T_1 de putere și T_2 pentru servicii interne.

Soluții posibile. Din punct de vedere al structurii schemelor electrice, barele ecranate prezintă variantele indicate în figura 4.36. În schema *a* ecranele, lungi de cîțiva metri, sînt izolate între ele, iar fiecare ecran este conectat la pămînt. Această soluție satisface scopul de a reduce riscul de scurtcircuit și de a oferi protecție personalului de exploatare. Soluția *b* are în plus avantajul diminuării sensibile a forțelor de scurtcircuit, dar, la anumite puteri, conduce la pierderi de energie excesive în ecrane. La această soluție extremitățile fiecărui ecran sînt legate în scurtcircuit prin centura de punere la pămînt. La soluția *c* se prevăd bobine, saturabile la apariția curenților de scurtcircuit, între ecran și pămînt. La funcționare în regim nominal și subnominal reactanța bobinelor diminuează intensitatea curentului în ecran și deci determină reducerea pierderilor de energie.

Fig. 4.35. Conexiuni directe între generator și transformator.



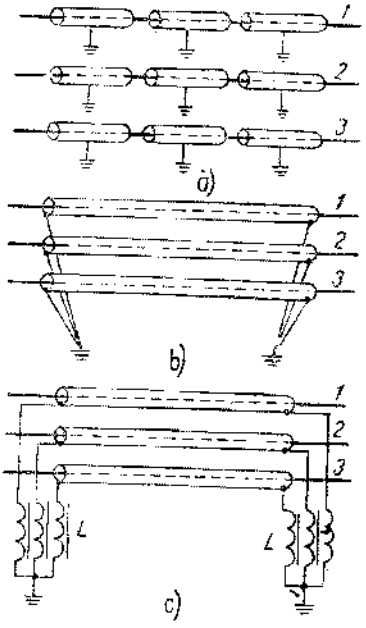


Fig. 4.36. Soluții posibile pentru bare ecranate.

4.6.1. Procese de atenuare

La ecranele nescurtcircuitate aceste procese au fost studiate de Wilson și Mankoff [155] și constau din atenuarea componentelor de curent alternativ și continuu ale inducției magnetice, prin dezvoltarea curenților turbionari în ecran. Cîmpul magnetic produs de curenții turbionari din ecran are tendința de a diminua cîmpul magnetic inițial. Există două cifre de atenuare, una pentru componenta de curent alternativ și alta pentru componenta de curent continuu a curentului de scurtcircuit. În figura 4.37 s-a reprezentat un ecran plasat în cîmpul de inducție magnetică B_0, în exteriorul ecranului. În interiorul ecranului în inducția magnetică va fi B_i. Cifra de atenuare pentru componenta de curent alternativ este [155]

$$K_{1\sim}=\frac{B_i}{B_0}=\frac{1}{\sqrt{1+(2\pi f T_{ei})^2}} \tag{4.72}$$

unde s-a notat:

B_i — inducția în axa cilindrului ecran, în prezența ecranului;
B_0 — inducția în același loc, în absența ecranului;
f — frecvența curentului;

$T_{ei}=\frac{\mu Dd}{4\rho}$ — constanta de timp, datorită curenților turbionari;

μ — permeabilitatea materialului;
D — diametrul exterior al ecranului;
d — grosimea ecranului;
ρ — rezistivitatea materialului.

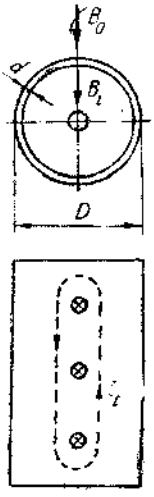


Fig. 4.37. Atenuarea ecranului nescurtcircuitat.

În mod analog se definește o cifră de atenuare pentru componenta aperiodică a inducției, corespunzătoare componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit

$$K_{1-}=\left[\frac{T_{ei}}{T_0}\right]^{\left[\frac{T_{ei}}{T_0-T_{ei}}\right]} \tag{4.73}$$

unde $T_0=L_e/R_e$ este constanta de timp a conductorului central corespunzătoare amortizării componentei continue a curentului de scurtircuit, adică

$$i_e=\hat{I}\sin\alpha\, e^{\frac{t}{T_0}}. \tag{4.74}$$

Regimul normal de exploatare al barelor ecranate conectate la pămînt prin intermediul bobinelor. Pentru această situație este valabilă schema din figura 4.38. Teorema a doua a

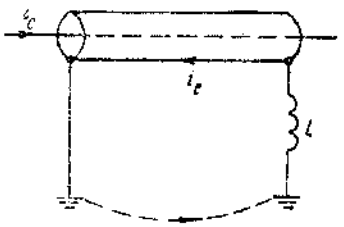


Fig. 4.38. Ecran cu bobină limitatoare.

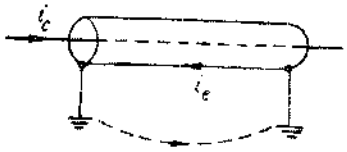


Fig. 4.39. Ecran scurtcircuitat.

lui Kirchhoff aplicată circuitului cu ecran, cu închidere prin pământ, conduce la ecuația

$$R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} + L \frac{di_e}{dt} + M \frac{di_c}{dt} = 0 \tag{4.75}$$

unde s-a notat:

R_e — rezistența ecranului;
L_e — inductivitatea proprie a ecranului;
L — inductivitatea bobinei saturabile;
M — inductivitatea mutuală între circuitele ecran și conductor;
i_c — curentul în conductor;
i_e — curentul în ecran.

Se observă că ecranul este coaxial cu conductorul și deci $M = L_e$. În adevăr se poate scrie

$$M = \frac{\Phi_{ce}}{i_c} = \frac{\Phi_{ce}}{i_e} = \frac{\Phi_e}{i_e} = L_e ,$$

deoarece fluxul magnetic produs de curentul care trece prin ecran este nul în interiorul ecranului. În aceste condiții ecuația (4.75) scrisă în complex este

$$R_e \underline{I}_e + j\omega L \underline{I}_e + j\omega L_e \underline{I}_e + j\omega L_e \underline{I}_c = 0$$

de unde se obține

$$\underline{I}_e = -\frac{j\omega L_e}{R_e + j\omega(L_e + L)} \underline{I}_c \tag{4.76}$$

și deci se poate controla curentul din ecran cu ajutorul reactanței bobinei pe inductivitate.

Regimul de scurtcircuit. În acest regim bobina se saturează, inductivitatea L este practic nulă, iar circuitul echivalent este indicat în figura 4.39. Vor exista cifre de atenuare diferite pentru componente de curent alternativ și pentru componenta de curent continuu.

Pentru componenta de curent alternativ este valabilă ecuația

$$R_e \underline{I}_e + j\omega L_e \underline{I}_e + j\omega L_e \underline{I}_e = 0$$

de unde se extrage expresia curentului din ecran

$$\underline{I}_e = -\frac{j\omega L_e}{R_e + j\omega L_e}\underline{I}_c$$

cu ajutorul căreia se calculează curentul echivalent, din punct de vedere al cîmpului magnetic în afara ecranului

$$\underline{I}_e + \underline{I}_c = \frac{R_e}{R_e + j\omega L_e}\underline{I}_c \approx \frac{R_e}{j\omega L_e}\underline{I}_c \tag{4.77}$$

deoarece $R_e \ll \omega L_e$. Cifra de atenuare a inducției magnetice rezultă

$$k_{2\sim} = \frac{\underline{I}_e + \underline{I}_c}{\underline{I}_c} \approx \frac{R_e}{j\omega L_e} \approx \frac{1}{j0\ j} \tag{4.78}$$

adică pentru construcțiile uzuale inducția magnetică rezultantă a curenților din ecran și conductor este de aproximativ zece ori mai redusă decît cea datorită curentului din conductor, în absența ecranului.

Pentru componenta aperiodică de curent continuu este valabilă ecuația

$$R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} + L_e \frac{di_c}{dt} = 0 \tag{4.79}$$

unde s-a notat:

$$i_c = \hat{I} \sin \alpha \, e^{-\frac{t}{T_0}} = A \, e^{-\frac{t}{T_0}}$$

$$A = \hat{I} \sin \alpha$$

$T_0 = \frac{L_e}{R_e}$, constanta de timp a circuitului conductorului.

Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (4.79) se obține

$$R_e \mathfrak{L} i_e + pL_e \mathfrak{L} i_e + pL_e \mathfrak{L} i_c = 0$$

sau

$$\mathfrak{L} i_e = -A \frac{p}{p + \frac{1}{T_0}} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{T_e}}$$

unde $T_e = L_e/R_e$ este constanta de timp a circuitului ecranului. Soluția în original este

$$i_e = A \frac{T_0 T_e}{T_e - T_0}\left[\frac{e^{-\frac{t}{T_e}}}{T_e} - \frac{e^{-\frac{t}{T_0}}}{T_0}\right].$$

Curentul echivalent din punct de vedere al inducției magnetice în afara ecranului rezultă a fi

$$i_e+i_c=\frac{AT_0}{T_c-T_0}\left(e^{-\frac{t}{T_c}}-e^{-\frac{t}{T_0}}\right)$$

Cifra de atenuare a componentei de curent continuu rezultă

$$k_{2-}=\frac{i_e+i_c}{i_c}=\frac{T_c}{T_e-T_0}\left(e^{-\left(\frac{1}{T_e}-\frac{1}{T_0}\right)}-1\right). \qquad (4.80)$$

4.6.2. Scurtcircuitul bipolar.

Din analiza proceselor de atenuare se constată că există două trepte de atenuare și anume: una la pătrunderea cîmpului magnetic în interiorul ecranului și alta la ieșirea cîmpului magnetic în exteriorul ecranului Aceste trepte de atenuare sînt caracterizate de cifrele de atenuare $k_{1\sim}$;k_{1-} ; $k_{2\sim}$; k_{2-}.

Cifrele totale de atenuare rezultă

$$k_{\sim}=k_{1\sim}.k_{2\sim};$$
$$k_{-}=k_{1-}.k_{2-}.$$

Pentru construcții uzuale cifra de atenuare $k_{\sim}$, pentru componenta de curent alternativ se poate considera zero, astfel că forțele electrodinamice care apar la scurtcircuitul bipolar se datoresc interacțiunii dintre curentul care parcurge un conductor și inducția magnetică atenuată a componentei aperiodice datorită curentului care parcurge conductorul al doilea, adică

$$F=Ci_1i_{2f}$$

unde s-a notat:

C — factorul de formă, de exemplu $C=\frac{\mu_0}{2\pi}\frac{l}{a}$;

$i_1=I\left(e^{-\frac{t}{T_0}}-\cos\omega t\right)$, curentul din conductorul *1*;

$i_{2f}=k_{-}.Ie^{-\frac{t}{T_0}}$, curentul fictiv al conductorului *2*, numai componenta aperiodică.

Rezultă astfel expresia forței în cazul scurtcircuitului bipolar

$$F=CI^2k_{-}\left(e^{-\frac{2t}{T_0}}-e^{-\frac{t}{T_0}}\cos\omega t\right). \qquad (4.81)$$

Expresia (4.81) este reprezentată grafic în figura 4.40.

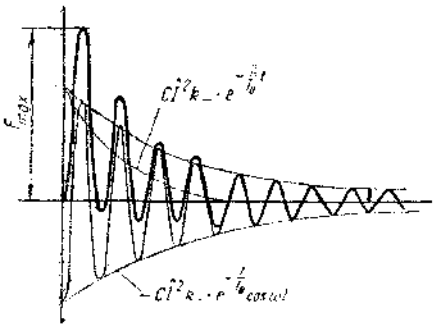


Fig. 4.40. Diagrama forței la scurtcircuitul bipolar.

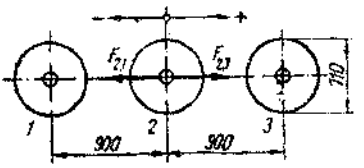


Fig. 4.41. Schița unui sistem trifazat de bare ecranate.

4.6.3. Scurtcircuitul tripolar.

În acest caz forțele electrodinamice se calculează, pentru fiecare din conductoare, din interacțiunea curentului care străbate conductorul cu componentele aperiodice atenuate ale inducției magnetice cauzate de curenții care străbat celelalte două conductoare. Astfel pentru așezarea conductoarelor din figura 4.41 calculele arată că forța maximă exercitată asupra conductorului median *2* este mai mare decît forțele maxime, care se exercită asupra conductoarelor *1* și *3*, din margine. Această situație se obține pentru $\alpha=\varphi-\psi=\pi/2$. În acest caz ecuațiile curenților în cele trei conductoare centrale sînt

$$\begin{aligned} i_1 &= \hat{I}\left[e^{-\frac{t}{T_0}} - \cos\ \omega t\right] \\ i_2 &= \hat{I}\left[-\frac{1}{2}\,e^{-\frac{t}{T_0}} - \cos\ \left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ i_3 &= \hat{I}\left[-\frac{1}{2}\,e^{-\frac{t}{T_0}} - \cos\ \left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\right]. \end{aligned} \tag{4.82}$$

Forța care se exercită asupra conductorului median, conform cu notațiile din figura 4.41, este

$$F_m = -F_{2,3} - F_{2,1} \tag{4.83}$$

unde

$$F_{2,3} = -C\hat{I}^2 k_- \frac{1}{2}\,e^{-\frac{t}{T_0}}\left[-\frac{1}{2}\,e^{-\frac{t}{T_0}} - \cos\ \left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\right] \tag{4.84}$$

$$F_{2,1} = C\hat{I}^2 k_-\ e^{-\frac{t}{T_0}}\left[-\frac{1}{2}\,e^{-\frac{t}{T_0}} - \cos\ \left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\right]. \tag{4.85}$$

Un calcul acoperitor se obține dacă se consideră egală cu unitatea cifra de atenuare $k_- = k_{1-} \cdot k_{2-}$, în curent continuu.

Se observă din relațiile (4.82), că pentru $\alpha=\pi/2$, componenta aperiodică a curentului are valoarea maximă în faza *1* și jumătate din această valoare și cu semn schimbat în fazele *2* și *3*.

La construcțiile executate, cu tensiunea generatorului de 24 kV, ecranul se realizează dintr-un tub de aluminiu de diametru interior de 710 mm, cu grosimea peretelui de 3 mm. Conductorul activ este sub formă de țeavă, de exemplu cu diametrul interior 108 mm și grosimea peretelui 6 mm. Izolația între conductorul activ și ecran se realizează cu izolatoare de porțelan de tip suport.

4.7. REZONANȚA BARELOR COLECTOARE

Conductoarele electrice sub formă de funie, bare de secțiune circulară sau dreptunghiulară ca și izolatoarele electrice care susțin conductoarele constituie sisteme mecanice elastice în măsura în care nu se depășește limita de elasticitate a materialelor componente. Ca urmare aceste sisteme oscilează pe frecvențe proprii ori de cîte ori sînt excitate de forțele electrodinamice.

Considerarea oscilațiilor proprii conduce la eforturi și solicitări superioare eforturilor și solicitărilor statice.

4.7.1. Excitația mecanică treaptă a unei bare

Acesta este cazul unei instalații electrice în care se stabilește curentul continuu de scurtcircuit. Forțele electrodinamice solicită bara în regim static conform relației de tipul bine cunoscut

$$F_{st}=\frac{\mu_0}{2\pi_e}i^2\frac{l}{a}\varphi\ (l). \tag{4.86}$$

Pentru a determina, în mod expeditiv, forța dinamică corespunzătoare excitației mecanice treaptă se recurge la modelarea barei prin circuitul din figura 4.42. Masei m îi corespunde capacitatea C iar elasticității s îi corespunde inductivitatea L. Echivalentul forței electrodinamice este curentul i, iar al forței elastice este curentul i_L, care trece prin inductivitate.

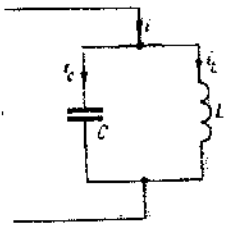


Fig. 4.42. Circuit echivalent.

Ecuațiile circuitului din figura 4.42 sînt

$$i=i_c+i_L$$

$$\frac{1}{c}\int_0^t i_c\,dt=L\frac{di_L}{dt}$$

din care după aplicarea transformării Laplace se

obține soluția în domeniul imagine

$$\mathfrak{L}i_L = \mathfrak{L}i \frac{1}{LC\left(p^2 + \frac{1}{LC}\right)} \tag{4.87}$$

La excitația treaptă $\mathfrak{L}i = I/p$ iar ecuația (4.87) devine

$$\mathfrak{L}i_L = \omega_0^2 \frac{I}{p(p^2+\omega_0^2)}$$

cu soluția în domeniu original

$$i_L = I(1 - \cos \omega t). \tag{4.88}$$

Relația (4.88) arată că pentru $\omega t = \pi$, $i_L = 2\ I$ adică forța în regim dinamic este de două ori mai mare decît în regim static, deci

$$F_{din} = 2\ F_{st}. \tag{4.89}$$

Ecuația (4.88) este scrisă în ipoteza amortizării nule. În realitate măsurătorile arată [122] că prezența amortizării determină la sitemele mecanice rigide de tipul barelor forțe și solicitări de ordinul

$$F_{din} \approx 1{,}85\ F_{st}. \tag{4.90}$$

4.7.2. **Excitația sinusoidală.**

Tratarea acestei probleme necesită un studiu mai exact. Ecuația unei grinzi încastrată la ambele capete, cu notațiile din figura 4.43, în ipoteza deformației elastice este [109]

$$m\,dx \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} + 2\delta m dx \frac{\partial y}{\partial t} + E\,I\,dx \frac{d^4 y}{dx^4} = F \frac{dx}{l} \tag{4.91}$$

unde s-a notat:

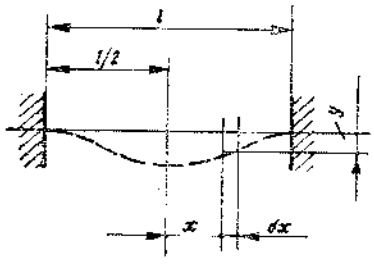


Fig. 4.43. Grinda încastrată.

m — masa pe unitatea de lungime;
δ — amortizarea;
E — modulul de elasticitate;
I — momentul de inerție ecuatorial;
y — săgeata;
F — forța electrodinamică.

Oscilații libere ale barei. Din ecuația (4.91), cu partea dreaptă zero, se obține frecvența proprie de oscilație a barei încastrată la

ambele capete

$$f_{ci} = \frac{\beta_{ni}^2}{2\pi l^2} \sqrt{\frac{EI}{\gamma A}} \quad [S^{-1}] \tag{4.92}$$

unde $\beta_{1i}=4{,}73$; $\beta_{2i}=10{,}996$; $\beta_{3i}=17{,}279$ și unde ecuația (4.92) este scrisă coerent, astfel că pentru cazurile practice se pot utiliza orice sisteme de unități de măsură, de exemplu:

S I		kgf, cm, s	
l	m	cm	lungimea de încastrare
E	N/m^2	kgf/cm^2	modulul de elasticitate
J	m^4	cm^4	momentul de inerție
γ	$Nm^{-4}s^2$	$kgf\,cm^{-4}s^2$	densitatea
A	m^2	cm^2	aria secțiunii transversale

Oscilații forțate ale barei. În cazul scurtcircuitelor bipolare și tripolare apar forțe electrodinamice cu componente de frecvența rețelei și dublul frecvenței rețelei după cum s-a stabilit în relațiile (4.59) (4.63) (4.71).

Solicitarea dinamică se obține considerînd elasticitatea barei. Astfel relația fibrei medii deformate este

$$\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = \frac{M}{EI}, \tag{4.93}$$

dar cum $\sigma = M/W$ rezultă că

$$\sigma_{din} = \frac{EI}{W} \left[\frac{\mathrm{d}^2 y}{\mathrm{d}x^2} \right]_{x=l/2} \tag{4.94}$$

unde s-a notat cu:

M — momentul în locul elementului dx
W — modulul de rezistență, în cm^3;
y — săgeata grinzii conform figurii 4.43.

Dacă se notează cu Q forța tăietoare în locul elementului dx, variația elementară a momentului este:

$$dM = Q\,dx \text{ sau } Q = dM/dx.$$

În punctele de încastrare $Q = \frac{F}{2}$ și deci

$$\frac{F}{2} \left(= \frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}x} \right)_{x=l/2}.$$

Sau dacă se ține seama de relația (4.94), forța dinamică rezultă

$$F_{din} = 2\ EI \left(\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right)_{x=l/2} \tag{4.95}$$

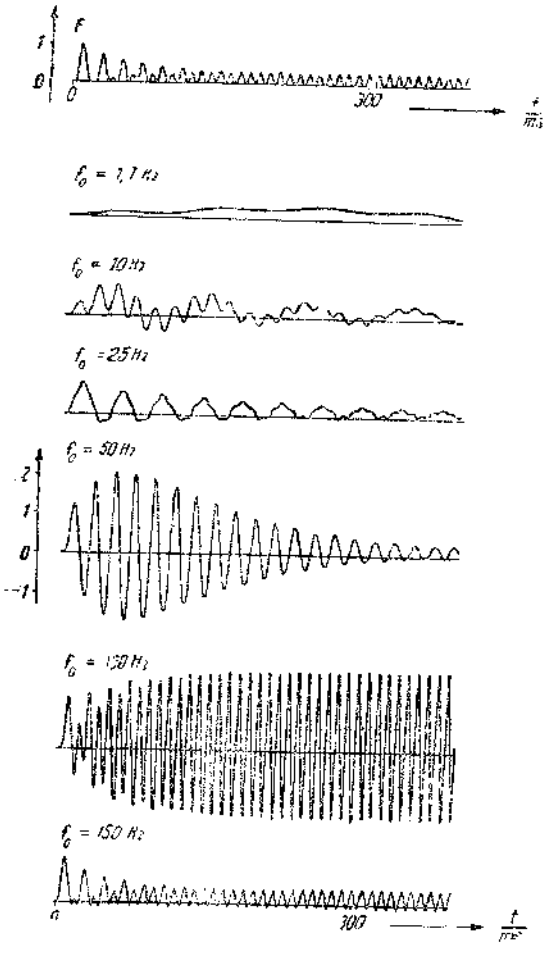


Fig. 4.44. Forțe dinamice la diferite frecvențe proprii.

În regim static, forțele sînt cele calculate cu relații obținute pentru forțele electrodinamice, iar solicitarea este

$$\sigma_{st} = \frac{F_{st} \cdot l}{12\ W}. \qquad (4.96)$$

După cum rezultă din expresiile forței dinamice și a solicitării pentru rezolvarea problemei este necesar a se cunoaște diagrama deplasării $y(x, t)$ [109]. În figura 4.44 se reproduc diagramele înregistrate [122] ale forțelor într-un caz de scurtcircuit bipolar, la valorile frecvenței proprii ale barei de 1,7 Hz, 10 Hz, 25 Hz, 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz. Se constată că forța crește sensibil în cazul *rezonanței* adică în cazul cînd frecvența proprie a barei coincide cu frecvențele de excitație 50 Hz și 100 Hz.

Factori de frecvență. În figura 4.45 s-au reprezentat factorii de frecvență pentru forță $c_F = \frac{F_{din}}{F_{st}}$ și pentru solicitare $c_\sigma = \frac{\sigma_{din}}{\sigma_{st}}$ în funcție de raportul f_0/f, unde f_0 este frecvența fundamentală de oscilație liberă a barei, iar f este frecvența rețelei. Curbele sînt valabile în ipoteza solicitărilor sub limita de elasticitate a materialului. Pentru $f_0/f = 1$, solicitarea la încovoiere este dublă, adică $c_\sigma = 2$, iar pentru $f_0/f = 2$, $c_\sigma = 5$.

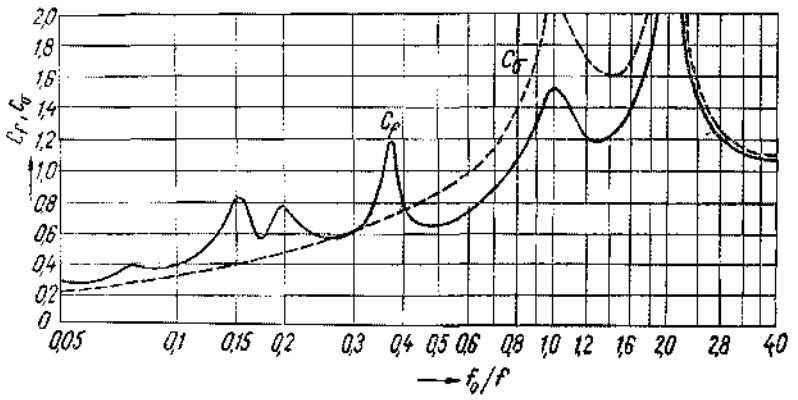


Fig. 4.45. Factorii de frecvență ai forței și solicitării.

Ca urmare solicitarea dinamică la încovoiere a barelor parcurse de curent electric rezultă a fi

$$\sigma_{din} = C_\sigma \frac{F_{st}\, l}{12\, W} \,. \tag{4.97}$$

Solicitarea admisibilă a barelor la încovoiere în regim dinamic. Regimul solicitării dinamice la încovoiere a barelor este regimul de scurtcircuit, cînd apar forțele electrodinamice cele mai mari, și deci este de scurtă durată. În conformitate cu teoria plasticității, solicitarea admisibilă, în acest caz, nu trebuie să depășească dublul solicitării corespunzătoare limitei deformațiilor elastice în regim static

$$\sigma_{din} < 2\sigma_1. \tag{4.98}$$

4.7.3. Solicitarea admisibilă a izolatoarelor

Un izolator este supus unui efort de încovoiere de forța care se exercită pe un interval între două izolatoare. Solicitarea izolatorului trebuie verificată în secțiunile de încastrare în armături, adică în conformitate cu figura 4.46

$$\sigma_1 = \frac{M_1}{W_1} = \frac{F(x_1 + h)}{W_1} \tag{4.99}$$

$$\sigma_2 = \frac{M}{W_2} = \frac{F(x_1 + x_2 + h)}{W_2} \tag{4.100}$$

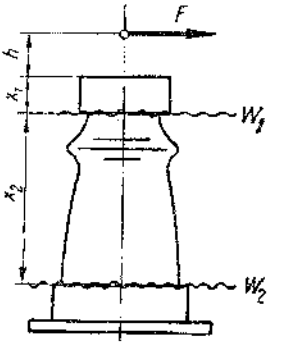


Fig. 4.46. Solicitarea izolatorului suport.

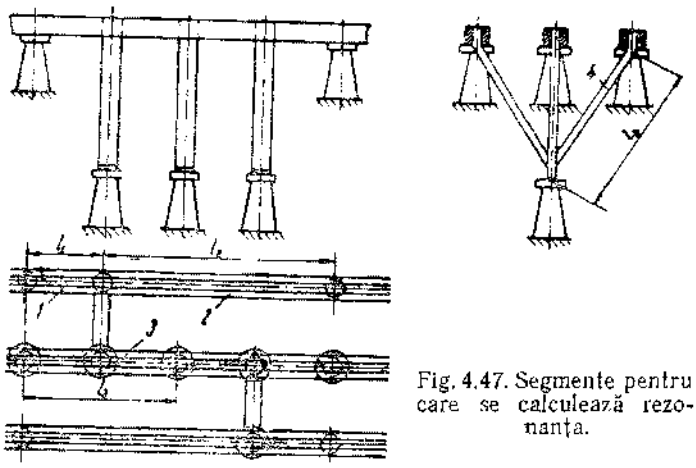


Fig. 4.47. Segmente pentru care se calculează rezonanța.

unde W_1 și W_2 sînt modulele de rezistență corespunzătoare încastrării izolatorului în armături. Verificările experimentale arată că izolatorul se rupe la aceeași valoare a forței indiferent dacă forța este statică sau dinamică. În consecință calculul de rezistență al izolatorului ceramic se face ținînd seamă de forța dinamică.

Bare multiple. În cazul sistemelor trifazate la care pentru fiecare pol se prevăd două sau mai multe bare solicitarea totală este suma solicitărilor între faze și între barele aceleiași faze

$$\sigma=\sigma_f+\sigma_p \tag{4.101}$$

unde σ_f este solicitarea provenită din interacțiunea între faze iar σ_p este solicitarea provenită din interacțiunea barelor care compun aceeași fază. În acest ultim caz pentru determinarea solicitărilor este necesar a se cunoaște, după cum se arată în figura 4.47, toate lungimile de încastrare l_1, l_2, l_3 între izolatoare și între izolatoare și derivații.

Observație. Izolatoarele suport de tensiuni mari (220-400 kV) nu mai pot fi considerate drept corpuri rigide, adică lipsite de elasticitate. În acest caz trebuie admis că și izolatorul are o frecvență proprie de oscilație, care pentru cazurile practice este de 8 — 10 Hz. Ansamblul bară conductoare și izolator se consideră ca un sistem oscilant cu două mase [122].

4.8. PROBLEME

1. Se cere să se calculeze forța globală și distribuția acestei forțe care se exercită asupra laturii interne a unui întreruptor cu calea de curent sub formă de U. Se cunosc:

— lungimea laturii mari (externe) $l_1=20$ cm;

— lungimea laturii mici (interne) $l_2=10$ cm ;
— curentul de scurtcircuit monofazat $I=10$ kA ; $\varkappa=1{,}8$.
Se consideră filiforme căile de curent.

2. Se consideră un sistem trifazat de bare de cupru cu distanța între izolatoarele suport $l=800$ mm. Barele au dimensiunile 50×5 mm^2 și sînt așezate pe latura mică. Distanța între axele barelor sistemului trifazat este $a=135$ mm.

Se cere să se calculeze forța electrodinamică la care este supusă bara între două izolatoare în următoarele situații :
— curent de scurtcircuit bipolar stabilizat $I_{sc}=10$ kA ;
— curent de scurtcircuit bipolar tranzitoriu $I_{sc}=10$ kA ; $\varkappa=1{,}8$;
— curent de scurtcircuit tripolar stabilizat $I_{sc}=10$ kA ;
— curent de scurtcircuit tripolar tranzitoriu $I_{sc}=10$ kA ; $\varkappa=1{,}8$.

3. Să se calculeze forța electrodinamică la care este supus un conductor, situat la distanța $a=10$ mm față de un perete feromagnetic de lungime $=200$ mm și parcurs de curent alternativ stabilizat $I=20$ kA.

4. Să se calculeze preliminar un declanșator electrodinamic capabil să dezvolte o forță de 15 000 N și să se calculeze și forțele interne în cele două înfășurări ale sistemului electrodinamic.

5. Să se traseze curbele factorilor de frecvență C_F și C_σ pentru datele din problema 2 pentru lungimi de încastrare l cuprinse între 200 mm și 1 500 mm. Frecvența curentului alternativ este de 50 Hz.

5

FORȚE ELECTROMAGNETICE; ELECTROMAGNEȚI

Electromagnetul este un magnet temporar, a cărui acțiune, de atragere sau de eliberare a unei armături feromagnetice, este determinată de prezența curentului electric într-un circuit de excitație.

Sub forma cea mai simplă, un electromagnet poate fi constituit și dintr-un solenoid în aer, parcurs de curent, întrucît la extremitățile solenoidului, în prezența curentului care îl străbate, se produce un cîmp magnetic, capabil să acționeze asupra armăturii mobile, constituită dintr-un corp feromagnetic. Din punct de vedere practic, în realizarea tehnică, electromagnetul este prevăzut cu o armătură fixă, constituită dintr-un material feromagnetic capabil să dirijeze fluxul magnetic produs de bobină. Existența armăturii fixe conduce la realizarea unor inducții utile, mai mari decît în cazul electromagnetului fără miez de fier, cu un consum de energie mai redus. Principalele elemente componente ale electromagnetului sînt: bobina de excitație parcursă de curent electric, armătura fixă și armătura mobilă.

5.1. DOMENII DE UTILIZARE

Electromagneții sînt utilizați atît în construcția aparatelor *electrice de comutație* cît și a unor servomecanisme servind la *ridicare* și *transport*, la *realizarea cuplelor electromagnetice*, la *fixarea pe mașini-unelte* a unor piese care suferă prelucrări.

În construcția aparatelor electrice de comutație, electromagneții sînt utilizați ca organ motor în construcția contactoarelor, ruptoarelor, releelor, declanșatoarelor, întreruptoarelor, servind la stabilirea sau întreruperea mecanică a unor contacte în mod direct sau prin intermediul unui percutor, care eliberează energia unui resort deformat în prealabil. De asemenea, electromagneții pot intra în construcția electrovalvelor, destinate a dirija circulația de aer comprimat sau ulei în dispozitivele de acționare ale aparatelor electrice.

Clasificarea electromagneților poate fi făcută după mai multe criterii, și anume :

După modul de lucru : electromagneți de atragere, la care o armătură este atrasă dacă se excită bobina și *electromagneți de reținere*, la care armătura este eliberată (respinsă) dacă se excită o bobină de comandă.

După forma constructivă : de tip plonjor, la care armătura mobilă execută o mișcare de translație în axa bobinei de excitație, cu armătură executînd o mișcare de translație sau rotație, armătura fixă avînd forma de I, U, E, manta.

După felul curentului de excitație : de curent continuu și de curent alternativ.

După durata de exploatare : exploatare de durată continuă, intermitentă, pe timp limitat.

După rapiditatea de acționare : normal, rapid, întîrziat.

5.2. ELECTROMAGNEȚI DE CURENT CONTINUU

Excitația electromagneților de curent continuu se realizează sub *curent constant* indiferent de poziția armăturii, abstracție făcînd de fenomenele dinamice care apar la deplasarea rapidă a armăturii. Intensitatea curentului este determinată de tensiunea de alimentare și rezistența înfășurării de excitație.

5.2.1. Caracteristica statică

Diagrama forței de atracție în funcție de cursa armăturii, pentru poziții imobile ale acesteia, se numește caracteristica statică a electromagnetului. În figura 5.1 sînt schițate principalele tipuri constructive de electromagneți de curent continuu și caracteristice statice corespunzătoare, după cum urmează :

a — Electromagnet plonjor fără armătură fixă. Armătura mobilă *1* din material feromagnetic execută o mișcare de translație în interiorul bobinei *2*. Cîmpul magnetic fiind maximum în centrul bobinei, armătura mobilă este supusă unei forțe care tinde să o aducă într-o poziție simetrică în raport cu bobina. Caracteristica electromagnetului poate lua trei aspecte după cum $l>h$, $l=h$ și $l<h$. Caracteristic pentru acest tip de electromagnet este forța relativ mică și chiar nulă dacă $h=l$, la cursa $\delta=0$.

b — Electromagnet plonjor cu armătură fixă. Forța este relativ redusă, dar practic constantă pe toată cursa, care este relativ mare, adică de ordinul sutelor de mm. Din cauza formei în trunchi de con a armăturii mobile, forța pentru $\delta=0$ nu este nulă. Armătura *3* este construită dintr-un material feromagnetic și are o formă cilindrică terminată cu un trunchi de con.

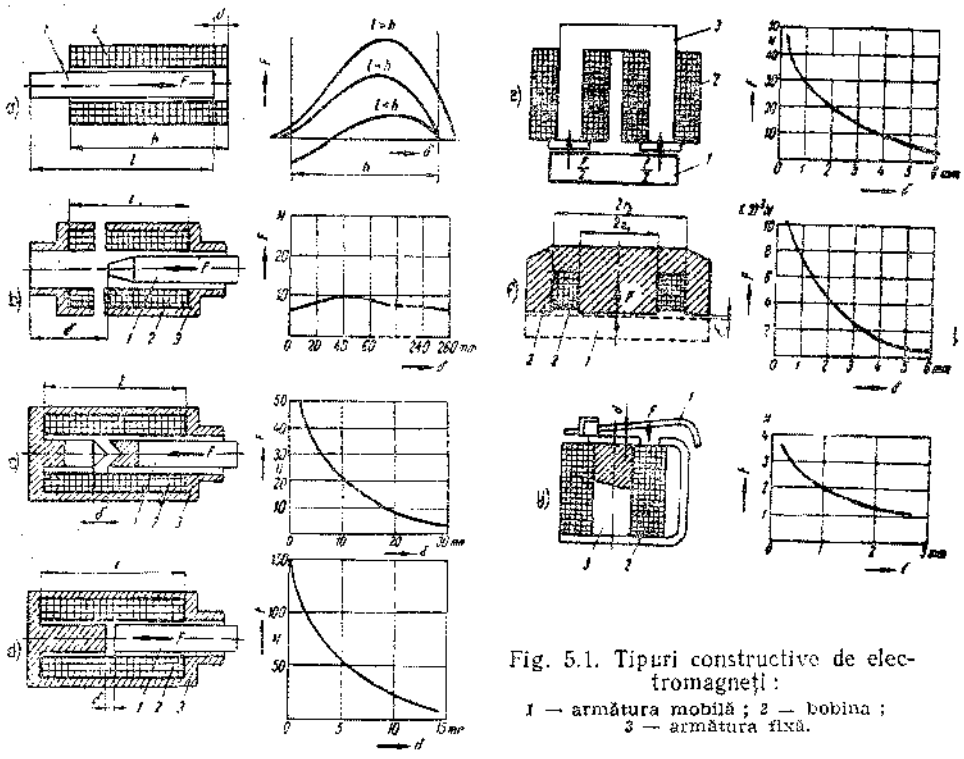


Fig. 5.1. Tipuri constructive de electromagneți :
1 — armătura mobilă ; 2 — bobina ; 3 — armătura fixă.

c — *Electromagnet plonjor cu armătură mobilă conică.* Este utilizat pentru curse medii, $\delta \simeq 25$ mm, și variație lentă a forței.

d — *Electromagnet plonjor cu armătură dreaptă.* Este utilizat pentru curse mici, $\delta \simeq 10$ mm, și variații rapide ale forței.

e — *Electromagnet U.* Este utilizat pentru curse mici și variații lente ale forței.

f — *Electromagnet în manta.* Este caracterizat de cursă redusă și forță de atracție mare. Circuitul magnetic este extrem de scurt, iar suprafețele active ale polilor sînt mari. La acest tip de electromagnet, folosit la ridicat, armătura mobilă *1* poate fi constituită chiar din piesa de oțel (bară, placă) care trebuie ridicată și transportată. În acest caz forța dezvoltată la întrefier minimal este de ordinul 10^4 N. O variantă constructivă a electromagnetului în manta se folosește la realizarea cuplelor electromagnetice.

g — *Electromagnet clapetă.* Are utilizare în construcția releelor, deci dezvoltă forțe relativ reduse, de ordinul 1— 5 N. Caracteristic acestei construcții este forma armăturii mobile, care determină o forță de atracție relativ mare pentru un întrefier mare, adică în momentul inițial al deplasării armăturii.

5.2.2. Relații energetice

Aceste relații sînt utile pentru a stabili lucrul mecanic dezvoltat de electromagneți la excitația lor cu ajutorul curentului electric.

Energia cîmpului magnetic și inductivitatea proprie. Din studiul generalizat al forțelor se cunoaște expresia energiei magnetice acumulată într-o rețea

$$W_m = \sum_{k=1}^{n} \frac{i_k \Phi_k}{2} = \sum_{k=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} \frac{L_{kj} i_j i_k}{2}. \tag{5.1}$$

Sub formă mai generală, energia magnetică cuprinsă în volumul V_Σ este

$$W_m = \iiint_{V_\Sigma} \frac{BH}{2} \, dV. \tag{5.2}$$

Expresia (5.2) exprimă localizarea energiei în cîmp și este valabilă și în regim variabil, în timp ce expresia (5.1) reprezintă energia întregului cîmp, adică

$$W_m = \sum_{k=1}^{n} \frac{i_k \Phi_{tk}}{2} = \iiint_{V_\infty} \frac{\boldsymbol{B}\,\boldsymbol{H}}{2} \, dV \tag{5.3}$$

și este valabilă în regim staționar și cvasistaționar. Cunoașterea energiei magnetice acumulate în întrefierul unui electromagnet este necesară la calculul forței portante a electromagnetului.

Inductivitatea proprie a unui circuit. Din legea inducției

$$e = -\frac{d\Phi_t}{dt} = -\frac{d}{dt}(Li) = -L\frac{di}{dt} - i\frac{dL}{dt}$$

dacă se consideră inductivitatea L independentă de timp, adică $dL/dt = 0$, rezultă că

$$L = -\frac{e}{\dfrac{di}{dt}} = -\frac{-\dfrac{d\Phi_t}{dt}}{\dfrac{di}{dt}} = \frac{d\Phi_t}{di}.$$

Această relație exprimă *inductivitatea dinamică* și se referă la un curent $i = i_1$, adică

$$L = \left[\frac{d\Phi_t}{di}\right]_{i=i_1} = \operatorname{tg} \alpha_1. \tag{5.4}$$

Spre deosebire de *inductivitatea statică* definită ca

$$L = \frac{\Phi_{t1}}{i_1} = \operatorname{tg} \alpha_2. \tag{5.5}$$

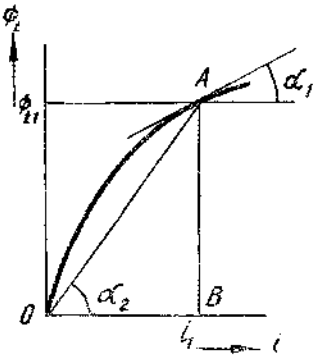


Fig. 5.2. Relativ la definirea inductivităților statică și dinamică.

În figura 5.2 s-au reprezentat grafic unghiurile α_2 și α_1, care caracterizează inductivitatea statică, respectiv cea dinamică, pentru un punct dat A de coordonate Φ_{t1} și i_1.

Deducerea forței, cunoscînd inductivitatea proprie a circuitului, are neajunsul de a fi susceptibilă de interpretări, ca urmare a existenței a două inductivități : statică și dinamică. Această posibilitate de interpretare dublă dispare în cazul dispariției miezului magnetic, dar în acest caz, noțiunea de electromagnet nu mai are sens.

Lucrul mecanic dezvoltat de electromagneți. Relația (4.13) aplicată unui electromagnet ia forma :

$$dW_m = i\ d\Phi_t - dW, \text{ sau}$$

$$dW_s = i\ d\Phi_t = dW_m + dW, \tag{5.6}$$

unde s-a notat :

$dW_s = i\ d\Phi_t$ este variația elementară a energiei sistemului ;
dW_m — variația elementară a energiei magnetice a sistemului ;
dW — lucrul mecanic elementar al forței generalizate.

Dacă electromagnetul are *întrefierul* x_1 fix și se trece prin circuitul electric un curent care ia valoarea finală i_1 (valoarea inițială fiind zero), cum lucrul mecanic elementar dW este nul, rezultă energia magnetică acumulată

$$W_{m1} = \int_0^{\Phi_1} i\ d\Phi_t . \tag{5.7}$$

Dacă se repetă operația cu întrefierul $x_2 < x_1$, dar tot fix, rezultă

$$W_{m2} = \int_0^{\Phi_2} i\ d\Phi_t . \tag{5.8}$$

În figura 5.3, *a* s-au reprezentat curbele *1* și *2* corespunzătoare întrefierului x_1 la curentul i_1, respectiv întrefierului x_2 la curentul i_2. Variația energiei magnetice $W_{m2} - W_{m1}$ este indicată în figura 5.3, *b*, unde din aria notată cu plus trebuie scăzută aria notată cu minus.

Dacă armătura electromagnetului se deplasează, atunci pe lîngă creșterea energiei magnetice a sistemului mai are loc și efectuarea unui lucru mecanic. În ipoteza unei scăderi a întrefierului cu dx, se va produce o variație di a curentului și $d\Phi_t$ a fluxului magnetic. Energia $id\Phi_t$ dată sistemului este reprezentată, în figura 5.4, *a*, de o bandă orizontală hașurată înclinat. Mărimile di și $d\Phi_t$, care determină prin valoarea și semnul lor segmentul ds, depind de modul

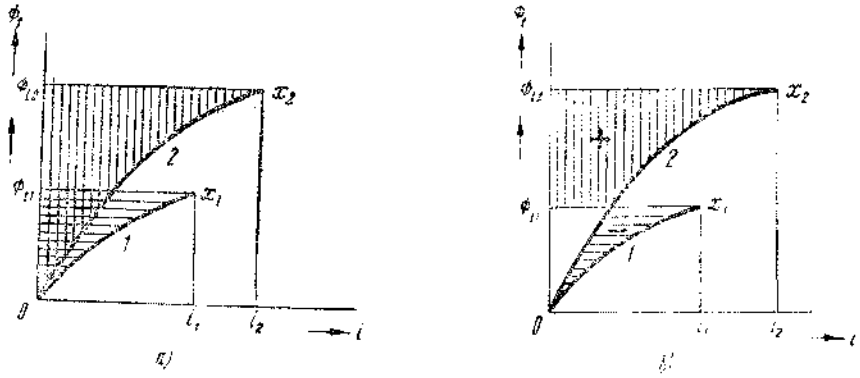


Fig. 5.3. Relativ la lucrul mecanic efectuat de electromagneți.

de accelerare a armăturii, de reglajul electromagnetului. Dacă armătura parcurge cursa de la întrefierul x_1 la întrefierul x_2, energia sistemului rezultă din însumarea unor benzi orizontale și este reprezentată în figura 5.4, *a* printr-o arie haşurată orizontal.

În figura 5.4, *b* aria haşurată orizonatal, determinată de cele două curbe de magnetizare corespunzătoare întrefierurilor x_1 și x_2 și de curba de evoluție x_1x_2, reprezintă lucrul mecanic efectuat de armătură.

În adevăr, relația se scrie

$$W = \int \mathrm{d}W = \int_0^{\Phi_{t_1}} i\mathrm{d}\Phi_t - \int_0^{\Phi_{t_2}} \mathrm{d}W_m \qquad (5.9)$$

sau

$$\text{aria } Ox_1x_2O = \text{aria } Qx_1x_2bO - \text{aria } Ox_2bO.$$

La curent constant, curba de evoluție între x_1 și x_2 este o paralelă cu axa absciselor, ca în figura 5.5, *a*, iar la o evoluție sub flux constant, această curbă este o paralelă la axa ordonatelor, ca în figura 5.5, *b*.

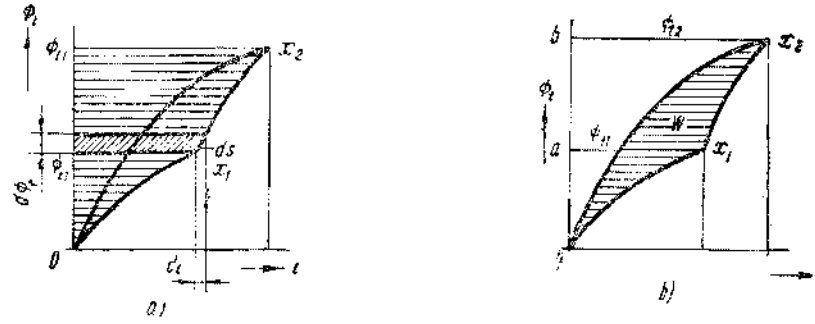


Fig. 5.4. Relativ la energia magnetică.

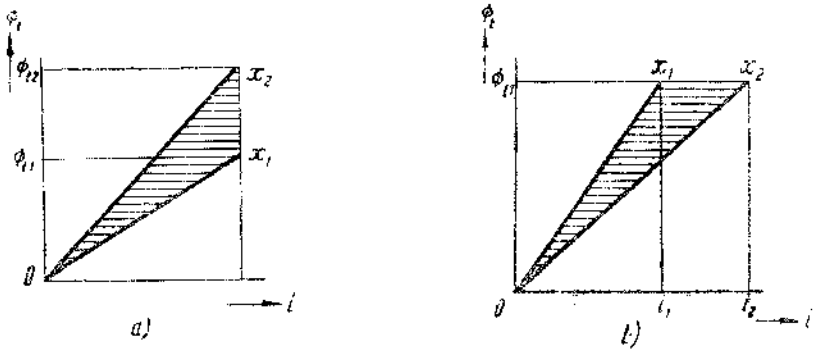


Fig. 5.5. Lucrul mecanic :
a — sub flux constant ; *b* — sub curent constant.

La electromagneții de curent continuu, curentul nu variază cu cursa armăturii și diagrama energetică se prezintă ca în figura 5.5, *a*. La electromagneții cu șunt magnetic fluxul este practic constant, iar diagrama energetică are aspectul din figura 5.5, *b*. Din figura 5.5 se poate calcula direct lucrul mecanic. Astfel

$$\text{pentru } i=\text{const.}\quad W=\frac{i}{2}(\Phi_{t2}-\Phi_{t1})=(L_2-L_1)\frac{i^2}{2}=\int_{x_1}^{x_2}F\,dx\,; \qquad (5.10)$$

$$\text{pentru } \Phi_t=\text{const.}\quad W=\frac{\Phi_t}{2}(i_2-i_1)=\left[\frac{1}{L_2}-\frac{1}{L_1}\right]\frac{\Phi_t^2}{2}=\int_{x_1}^{x_2}F\,dx. \qquad (5.11)$$

5.2.3. Circuite magnetice echivalente

Stabilirea circuitului magnetic al electromagnetului este necesară în scopul stabilirii fluxului util în întrefier și deci a forței dezvoltate de electromagnet. Problema se poate pune sub două aspecte :

— să se determine fluxul util în întrefier pentru un electromagnet de construcție dată și deci pentru care se cunosc solenația și dimensiunile geometrice ;

— să se determine solenația necesară pentru a asigura un flux util în întrefier, la un electromagnet de construcție dată.

Stabilirea circuitului magnetic se bazează pe o corectă apeciere a fluxurilor de scăpări și pe neglijarea acestora cînd aportul lor în ceea ce privește stabilirea fluxului în întrefier este minimal. Procedînd altfel se obține un circuit magnetic complicat, iar rezolvarea problemei devine dificilă.

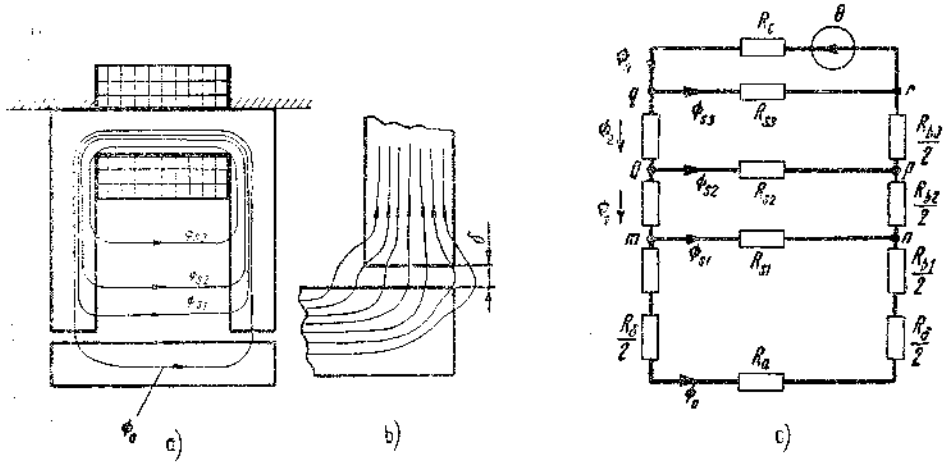


Fig. 5.6. Electromagnet U:
a — schița; b — umflarea liniilor de cîmp; c — schema echivalentă.

Electromagnet U cu bobina pe jug. În figura 5.6 s-a reprezentat modul de stabilire a circuitului magnetic echivalent. În schița *a* fluxul de dispersie, care se stabilește între coloanele electromagnetului, s-a notat cu Φ_{s1}, Φ_{s2}, Φ_{s3}. Fluxul util existent în întrefier este notat cu Φ_0.

În schița *b* se arată aproximativ traseul liniilor de cîmp magnetic în întrefier, unde se distinge o *umflare* a acestor linii, iar schița *c*, circuitul echivalent al electromagnetului. S-au considerat un număr finit de reluctanțe în fier, în întrefier și în jug. Se consideră că fluxul în armătura mobilă este egal cu fluxul în întrefier. Se cere să se determine solenația (tensiunea magnetomotoare) necesară realizării fluxului în întrefier, Φ_0. Problema se rezolvă prin aplicarea teoremelor lui Kirchhoff circuitului magnetic echivalent.

Inducția magnetică în armătura mobilă este

$$B_a = \frac{\Phi_0}{A_a},$$

unde A_a este aria secțiunii transversale a armăturii. Din curba de magnetizare $B=f(H)$ se deduce pentru B_a valoarea corespunzătoare H_a, ca în figura 5.7. De aici rezultă $\mu_a = \frac{B_a}{H_a}$, iar reluctanța armăturii mobile este

$$R_a = \frac{l_a}{\mu_a A_a},$$

unde l_a este lungimea medie a liniei de cîmp în armătură.

Reluctanța întrefierului este

$$R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 A}.$$

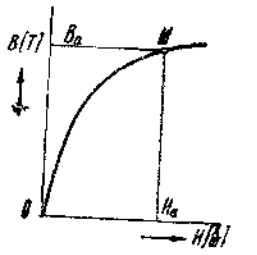


Fig. 5.7. Curba de magnetizare.

Inducția magnetică în prima porțiune a armăturii fixe este $B_1=\Phi_0/A_b$, unde A_b este aria secțiunii transversale a coloanei electromagnetului. În mod similar se obține

$$R_{b1}=\frac{2l_1}{\mu_1 A_b}.$$

Tensiunea magnetică între punctele m și n este

$$U_{m1}=\Phi_0(R_a+R_\delta+R_{b1}), \tag{5.12}$$

iar fluxul de dispersie Φ_{s1} rezultă

$$\Phi_{s1}=\Phi_0\frac{R_a+R_\delta+R_{b1}}{R_{s1}}. \tag{5.13}$$

Reluctanța R_{s1} este o reluctanță în aer și se poate calcula în funcție de dimensiunile geometrice ale electromagnetului. Dacă se cunoaște reluctanța R_1 între cele două coloane de lungime l, reluctanța pe porțiunea l_1 este

$$R_{s1}=R_1\frac{l}{l_1}=\frac{1}{A_1}\frac{l}{l_1}. \tag{5.14}$$

Fluxul Φ_1 se determină aplicînd teorema lui Kirchhoff în nodul m

$$\Phi_1=\Phi_0+\Phi_{s1}. \tag{5.15}$$

Căderea de tensiune magnetică pe porțiunea următoare

$$U_{m2}=\Phi_1 R_{b2}, \tag{5.16}$$

unde Φ_1 este cunoscut din relația (5.15), iar R_{b2} se determină cu aceeași metodă ca R_{b1}.

Fluxul de dispersie între punctele o și p rezultă din

$$\Phi_{s2}=\frac{U_{op}}{R_{s2}}=\frac{\Phi_1 R_{b2}+\Phi_{s1}R_{s1}}{R_{s2}}, \tag{5.17}$$

unde

$$R_{s2}=R_1\frac{l}{l_2}=\frac{1}{A_1}\frac{l}{l_2}.$$

Rezultă în continuare

$$\Phi_2=\Phi_1+\Phi_{s2} \tag{5.18}$$

și căderea de tensiune pe porțiunea următoare

$$U_{m3}=\Phi_2 R_{b3}. \tag{5.19}$$

Se poate calcula tensiunea magnetică între punctele q și r și apoi fluxul de dispersie corespunzător

$$\Phi_{s3}=\frac{\Phi_2 R_{b3}+\Phi_{s2}R_{s2}}{R_{s3}}. \tag{5.20}$$

unde

$$R_{s3}=R_1\frac{1}{l_3}=\frac{1}{\Lambda_1}\frac{l}{l_3}. \tag{5.21}$$

Se poate calcula fluxul total

$$\Phi_3=\Phi_2+\Phi_{s3}. \tag{5.22}$$

În jug se determină inducția B_c, apoi cu ajutorul curbei de magnetizare permeabilitatea μ_c și în final reluctanța

$$R_c=\frac{l_c}{\mu_c A_c}.$$

Tensiunea magnetică în jug rezultă

$$U_{mc}=\Phi_3 R_c. \tag{5.23}$$

Solenația necesară obținerii fluxului Φ_0 în întrefier este

$$\theta=Ni=U_{m1}+U_{m2}+U_{m3}+U_{mc}. \tag{5.24}$$

Metoda expusă oferă rezultate cu atît mai exacte cu cît se consideră mai multe elemente $l_1, l_2, \ldots, l_n$ pe coloana electromagnetului.

Ca variantă la problema rezolvată, se cere să se determine repartiția fluxurilor magnetice pentru o solenație dată. Această problemă nu se poate rezolva direct, ci prin trasarea curbei $\theta=f(\Phi_0)$, ca în figura 5.8. Se consideră mai multe valori ale fluxului Φ_0 în întrefier și după procedeul dezvoltat se calculează θ. Punctele obținute se unesc printr-o curbă. Pe această curbă se consideră solenația dată și deci Φ_0 căutat. Plecînd de la valoarea lui Φ_0, se obțin și celelalte fluxuri în diferitele zone ale electromagnetului.

Importante simplificări în rezolvarea problemei se aduc dacă se face abstracție de căderile de tensiune magnetică în piesele feromagnetice ale electromagnetului. În acest caz, fluxurile de dispersie se calculează cu relațiile

$$\Phi_{s1}=\frac{\theta}{R_1}\ ;\quad \Phi_{s2}=\frac{\theta}{R_2}\ ;\quad \Phi_{s3}=\frac{\theta}{R_3}.$$

Observație importantă. Prin flux de dispersie se înțelege acel flux care nu participă la crearea forței electromagnetului, adică a forței care se exercită între armăturile fixă și mobilă.

Electromagnet U cu două bobine pe coloane. Acesta este tipul de electromagnet utilizat în mod curent. În figura 5.9, *a* se indică schița electromagnetului a cărui armătură execută o mișcare de rotație și deci care posedă două întrefieruri δ_1, δ_2, diferite. În figura 5.9, *b* s-a reprezentat circuitul echivalent corespunzător. Realmente solenația este uniform repartizată pe cele două coloane, dar în circuitul echivalent s-au admis numai două surse de valoare $\theta/2$. Procedînd ca în exemplul

Fig. 5.8. Problema inversă.

precedent pentru determinarea inducțiilor în fier și a reluctanțelor corespunzătoare, cu notațiile din figura 5.9, *b* se obține tensiunea magnetomotoare între punctele *m* și *n*

$$U_m = \Phi_0(R\delta_1 + R\delta_2 + R_a + R_{b1}).$$

Fluxul de dispersie Φ_s rezultă

$$\Phi_s = \frac{U_m}{R_s} = \Phi_0 \frac{R\delta_1 + R\delta_2 + R_a + R_{b1}}{R_s},$$

unde reluctanța de dispersie R_s este a întregului electromagnet

$$R_s = \frac{1}{\Lambda_s}.$$

Rezultă de aici fluxul în jugul electromagnetului

$$\Phi_1 = \Phi_0 + \Phi_s.$$

În funcție de Φ_1 se calculează reluctanțele R_{b2} și R_c.

Tensiunea magnetică între punctele *m* și *n* mai poate fi scrisă sub forma

$$U_m = 2\frac{\theta}{2} = (R_{b2} + R_c)\Phi_1 = \Phi_0(R\delta_1 + R\delta_2 + R_a + R_{b1}).$$

De aici rezultă solenația

$$\theta = \Phi_0(R\delta_1 + R\delta_2 + R_a + R_{b1}) + \Phi_1(R_{b2} + R_c). \qquad (5.25)$$

Permeanța redusă de dispersie. La electromagneții bobinați pe coloane este posibil să se calculeze fluxul de dispersie, utilizînd noțiunea de *permeanță redusă de dispersie*. În acest scop se face ipoteza că permeabilitatea miezului magnetic este infinită și deci că nu există cădere de tensiune magnetică în miez. Astfel, căderea de tensiune magnetică între punctele *A* și *B* din figura

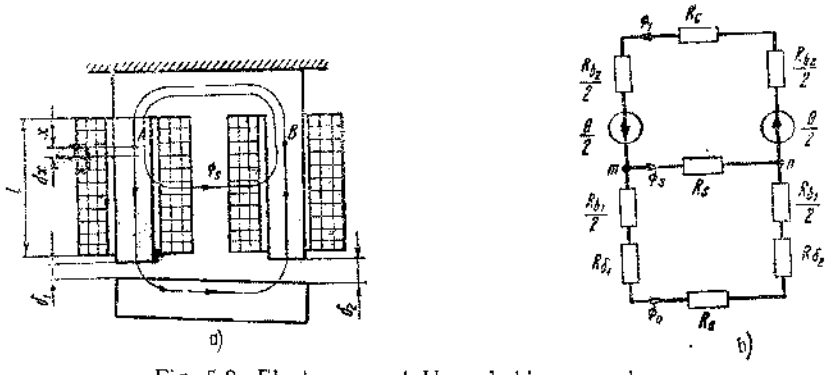


Fig. 5.9. Electromagnet U cu bobine pe coloane :
a — schița ; *b* — circuitul magnetic echivalent.

5.9, *a* este dată numai de solenații presupuse uniform repartizate pe cele două coloane. La distanța x tensiunea magnetică este

$$U_{mx}=Ni\frac{2x}{2l}=Ni\frac{x}{l},$$

unde solenația $0=Ni$.

Fluxul de dispersie în locul x pe lungimea dx este

$$d\Phi_s=U_{mx}\ d\Lambda_s=Ni\frac{x}{l}\Lambda_s\frac{dx}{l}, \tag{5.26}$$

unde Λ_s este permeanța fasciculară de dispersie. Se poate calcula fluxul fascicular de dispersie

$$\Phi_s=\int_0^l d\Phi_s=Ni\frac{\Lambda_s}{l^2}\int_0^l x\ dx=Ni\ \frac{\Lambda_s}{2}. \tag{5.27}$$

Expresia $\frac{\Lambda_s}{2}=\Lambda_{rs}$ se numește *permeanță redusă de dispersie* a fluxului fascicular și servește la calculul fluxului de dispersie pentru o solenație dată.

Permeanță redusă de dispersie, raportată la fluxul total. Pentru calculul inductivității corespunzătoare fluxului de dispersie este util a se calcula fluxul total de dispersie (spre deosebire de cel fascicular). Pe lungimea elementară dx de coloană, fluxul total de dispersie este

$$d\Phi_{ts}=N\frac{x}{l}\,d\Phi_x$$

sau, ținînd seama de relația (5.26),

$$d\Phi_{ts}=N\frac{x}{l}\,Ni\,\frac{x}{l}\Lambda_s\frac{dx}{l}=N^2i\Lambda_s\,\frac{x^2}{l^3}\,dx$$

sau

$$\Phi_{ts}=N^2i\frac{\Lambda_s}{3}=N^2i\Lambda_{rst}. \tag{5.28}$$

Expresia $\frac{\Lambda_s}{3}$ poartă denumirea de permeanță redusă de dispersie raportată la fluxul de dispersie total.

Electromagnet în formă de dublu E, cu bobina pe coloana centrală. Electromagneții contactoarelor cu mișcare de translație se construiesc în formă de dublu E. Această construcție permite reducerea fluxului de dispersie, din cauza formei în manta a miezului magnetic.

În figura 5.10, *a* s-a reprezentat schematic electromagnetul de formă dublu E, iar în figura 5.10, *b* s-a indicat schema echivalentă corespunzătoare pozi-

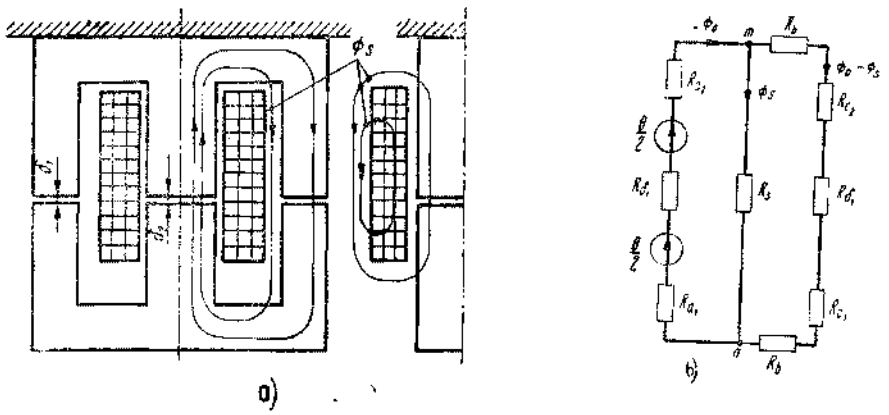


Fig. 5.10. Electromagnet E cu armătura atrasă :
a — schița ; *b* — circuitul echivalent.

ției cu armătura atrasă. Fluxul de dispersie considerat este cel care provine din tensiunea magnetică maximă existentă între punctele *m* și *n*

$$U_m = 2\frac{\theta}{2} - \Phi_0(R_{a1}+R_{a2}+R_{\delta 2}). \tag{5.29}$$

Fluxul de dispersie Φ_s rezultă

$$\Phi_s = \frac{U_m}{R_s} = \frac{\theta - \Phi_0(R_{a1}+R_{a2}+R_{\delta 2})}{R_s}. \tag{5.30}$$

Dar în relația (5.29), θ nu este cunoscut, deoarece chiar el trebuie determinat. Pentru aceasta se procedează prin metoda aproximațiilor succesive. Se presupune că fluxul de dispersie Φ_s este nul. Tensiunea magnetică între punctele *m* și *n*, scrisă o dată pe ramura din stînga și o dată pe ramura din dreapta a circuitului este

$$\theta - \Phi_0(R_{a1}+R_{a2}+R_{\delta 2}) = \Phi_0(2R_b+R_{c1}+R_{c2}+R_{\delta 1}),$$

de unde se obține solenația

$$\theta = \Phi_0(R_{a1}+R_{a2}+R_{\delta 2}+2R_b+R_{c1}+R_{c2}+R_{\delta 1}). \tag{5.31}$$

Această valoare a solenației se introduce în expresia (5.30) și se obține fluxul de dispersie Φ_s. Coloanele marginale vor fi parcurse acum de fluxul $\Phi_0 - \Phi_s$, pentru care vor exista valori noi ale reluctanțelor R_b, R_{c1}, R_{c2}, $R_{\delta 1}$.

Operația se poate relua de cîteva ori, sub forma

$$\theta - \Phi_0(R_{a1}+R_{a2}+R_{\delta 2}) = (\Phi - \Phi_s)(2R_b+R_{c1}+R_{c2}+R_{\delta 1}) \tag{5.32}$$

de unde se extrage o nouă valoare a solenației θ.

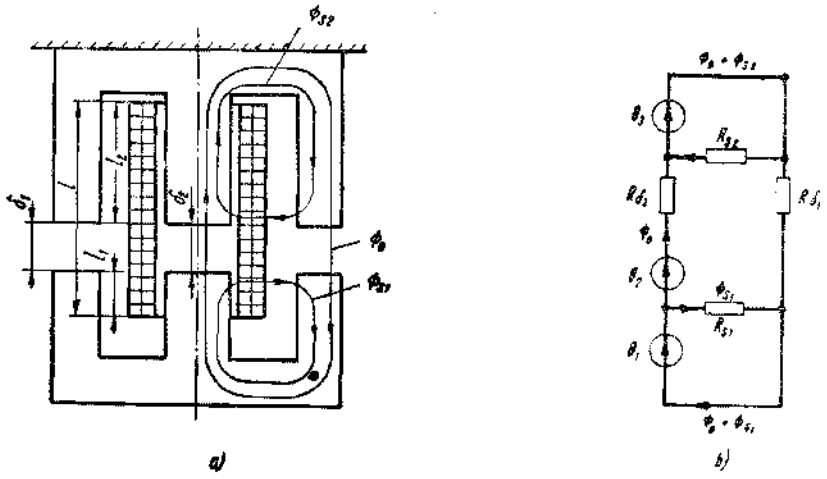


Fig. 5.11. Electromagnet E cu întrefier maximal :
a — schița ; *b* — circuitul echivalent.

În figura 5.11 s-a reprezentat electromagnetul de formă dublu E, cu întrefier maximal (schița *a*) și circuitul echivalent corespunzător (schema *b*).

Deoarece întrefierul δ este mare în raport cu lățimea ferestrei electromagnetului, fluxurile de dispersie $\Phi_{\delta 1}$ și $\Phi_{\delta 2}$ se închid local prin fereastra electromagnetului. În schema echivalentă s-au reprezentat numai reluctanțele în aer, deoarece reluctanțele în fier sînt neglijabile în raport cu cele în aer. Solenația se repartizează astfel :

$$\theta_1 = 0\ \frac{l_1}{l}\ \text{pe coloana inferioară,}$$

$$\theta_2 = \theta\ \frac{l_2}{l}\ \text{pe coloana superioară,}$$

$$\theta_3 = \theta\ \frac{\delta_2}{l}\ \text{pe zona întrefierului.}$$

În mod evident rezultă că solenația totală θ este egală cu suma solenațiilor

$$\theta = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3. \tag{5.33}$$

5.2.4. **Permeanțe în aer**

Pentru a calcula repartiția fluxurilor în schemele echivalente ale electromagneților este necesar să se evalueze reluctanțele echivalente sau permeanțele corespunzătoare fluxurilor magnetice în întrefier, adică practic în aer.

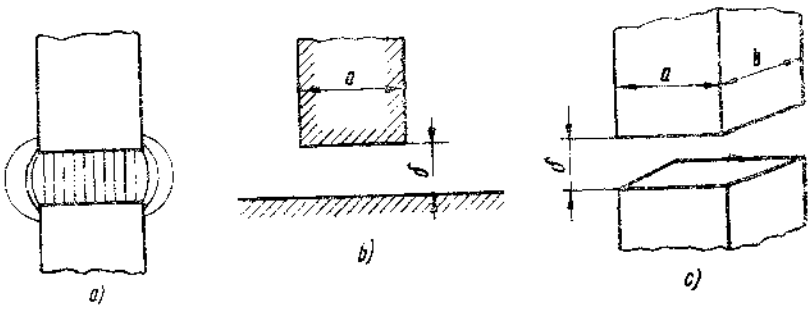


Fig. 5.12. Aria utilă în întrefier :
a — umflarea liniilor de cîmp ; *b* — pol în fața unui plan infinit ; *c* — poli față în față.

Relații de calcul generale. Dacă suprafețele polare sînt mari în raport cu grosimea întrefierului, iar suprafețele polilor față în față sînt egale, se poate accepta că permeanța întrefierului corespunde ariei polului, adică

$$\Lambda = \frac{1}{R} = \frac{\mu_0 A}{\delta} \,. \tag{5.34}$$

În majoritatea cazurilor practice însă întrefierul este de același ordin de mărime cu dimensiunile liniare ale polilor, iar liniile de cîmp magnetic se curbează înspre exteriorul polului, ca în figura 5.12, *a*.

Dacă laturile polului sînt a și b, aria care intră în relația permeanței nu va fi $A=a\times b$, ci $A_1=a_1 \times b_1$, iar reluctanța corespunzătoare rezultă

$$\Lambda = \frac{\mu_0 (a_1 \times b_1)}{\delta} \,, \tag{5.35}$$

unde

$$a_1 = a(1+x),$$

$$b_1 = b(1+y),$$

unde x și y sînt date astfel :

— pentru figura 5.12, *b*, pol în fața unui plan infinit, în figura 5.13, *a* ;
— pentru figura 5.12, *c*, poli față în față, în figura 5.13, *b*.

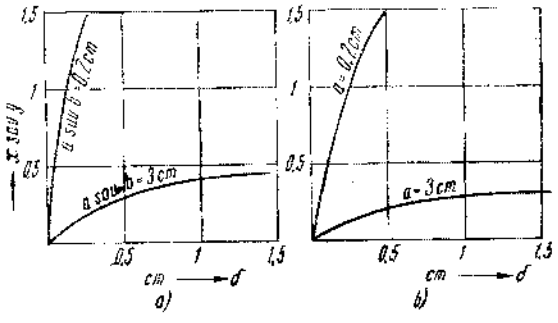


Fig. 5.13. Majorarea ariei în întrefier :
a — x, y pentru figura 5.12, *b* ;
b — x, y pentru figura 5.12, *c*.

Se poate folosi de asemenea relația

$$\Lambda=\mu_0\frac{ab}{\delta}\left[1+\frac{0{,}307}{\pi}\frac{\delta}{a}\right]\left[1+\frac{0{,}307}{\pi}\frac{\delta}{b}\right] \qquad (5.35,a)$$

pentru $\frac{\delta}{a}\ll 1$ și $\frac{\delta}{b}\ll 1$.

Relații de calcul pentru corpuri de forme geometrice regulate [133]. *Permeanța între două suprafețe plane egale, făcînd parte dintr-un tor secționat radial.* În configurația din figura 5.14 se calculează permeanța dintre ariile A și B, care fac între ele unghiul la centru α. Permeanța elementară, corespunzătoare grosimii dr este

$$d\Lambda=\frac{\mu_0 m\ dr}{r\alpha},$$

iar permeanța

$$\Lambda=\int d\Lambda=\frac{\mu_0 m}{\alpha}\int_{r_1}^{r_2}\frac{dr}{r}=\frac{\mu_0 m}{\alpha}\ln\frac{r_2}{r_1}. \qquad (5.36)$$

Permeanța între doi cilindri paraleli de lungime l. Pe baza teoriei potențialului, cu notațiile din figura 5.15, relația generală este

$$\Lambda=\frac{2\mu_0\pi l}{\ln(a+\sqrt{a^2-1})}, \qquad (5.37)$$

unde

$$a=\frac{d^2-r_1^2-r_2^2}{2r_1r_2}.$$

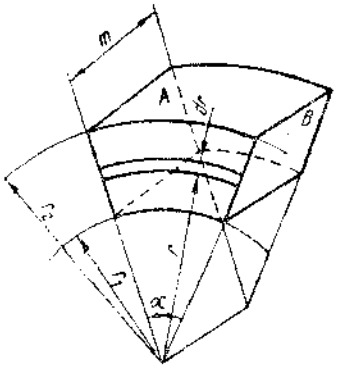


Fig. 5.14. Permeanța unui segment de tor.

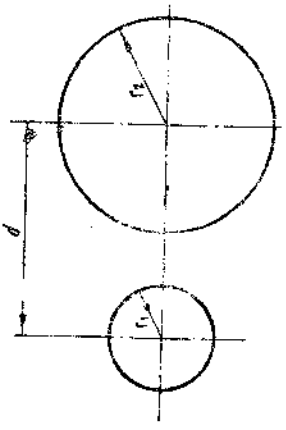


Fig. 5.15. Cilindri paraleli; unul exterior.

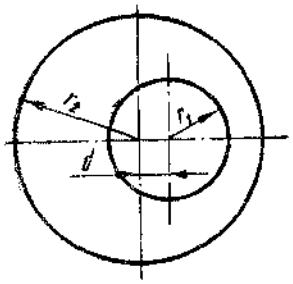


Fig. 5.16. Cilindri paraleli ; unul interior.

Dacă cei doi cilindri au aceeași rază, adică $r_1=r_2=r$

$$a=\frac{d^2-2r^2}{2r^2}\,. \tag{5.38}$$

Permeanța între un plan și un cilindru situat la distanța d/2 față de plan. Permeanța are dublul valorii dată de relația (5.37), deci

$$\Lambda=\frac{4\,\mu_0\pi l}{\ln(a+\sqrt{a^2-1})} \tag{5.39}$$

cu valoarea lui a din relația (5.38).

Permeanța între un cilindru exterior și unul interior de excentricitate d, de lungime l. În figura 5.16 se reprezintă un asemenea caz unde expresia

$$a=\frac{r_1^2+r_2^2+d^2}{2r_1\,r_2}$$

se introduce direct în relația (5.37). În cazul cînd $d=0$ rezultă

$$\Lambda=\frac{2\pi\mu_0 l}{\ln\frac{r_2}{r_1}}\,. \tag{5.40}$$

Dacă întrefierul este mic în raport cu raza r_1 se poate scrie simplu

$$\Lambda=\frac{2\pi\mu_0\left[r_1+\frac{\delta}{2}\right]l}{\delta}\,. \tag{5.41}$$

Semicilindrul. Permeanța este calculată între muchiile $\alpha\beta$ și $\gamma\delta$. Cu notațiile din figura 5.17 lungimea medie a liniei de cîmp magnetic este determinată grafic $l=1{,}22\,d$. Aria medie se obține din împărțirea volumului semicilindrului cu lungimea medie l.

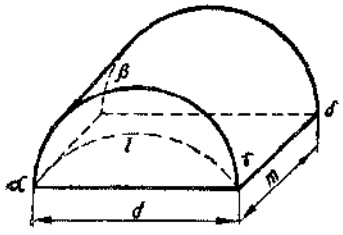


Fig. 5.17. Semicilindrul.

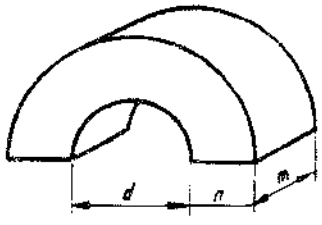


Fig. 5.18. Semiinel.

Deci $A=\left[\frac{1}{2}\cdot\frac{\pi d^2}{4}m\right]:1{,}22\ d=0{,}322\ md$. Rezultă permeanța

$$\Lambda=\frac{\mu_0 A}{l}=\frac{\mu_0\ 0{,}322md}{1{,}22\ d}=0{,}26\mu_0 m\,. \tag{5.42}$$

Semiinelul de secțiune dreptunghiulară. Permeanța se calculează în două suprafețe dreptunghiulare de arie $A=mn$, cum se arată în figura 5.18.

Lungimea medie a liniei de cîmp magnetic este $\frac{\pi}{2}(d+n)$, iar permeanța

$$\Lambda=\frac{\mu_0 A}{l}=\frac{2\mu_0 mn}{\pi(d+n)}\,. \tag{5.43}$$

Sfertul de sferă. Permeanța se calculează între punctele α și β din figura 5.19. Lungimea drumului mediu, măsurată grafic, este $l=1{,}3\ d$. Volumul V al unui sfert de sferă este $\frac{\pi}{3}\left[\frac{d}{2}\right]^3$, iar aria medie rezultă $A=\frac{V}{l}=$

$=\frac{\pi}{3}\left[\frac{d}{2}\right]^3:1{,}3\ d=0{,}1\ d^2$. Permeanța are expresia

$$\Lambda=\frac{\mu_0 A}{l}=\frac{\mu_0\ 0{,}1\ d^2}{1{,}3\ d}=0{,}077\ \mu_0 d\,. \tag{5.44}$$

Sfertul de coajă sferică. Permeanța se calculează prin aer între segmentele $\alpha\beta$ și $\gamma\delta$ din figura 5.20. Lungimea drumului mediu al fluxului este

$l=(d+m)\ \frac{\pi}{2}$. Aria maximă traversată de flux este

$$\frac{\pi\left[\frac{d}{2}+m\right]^2}{4}-\frac{\pi d^2}{16}=\frac{\pi}{4}(m^2+md)\,,$$

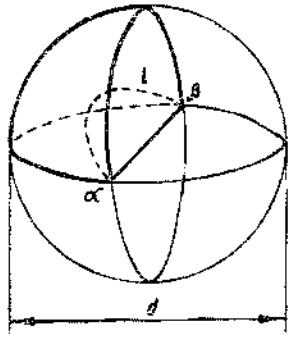


Fig. 5.19. Sfert de sferă.

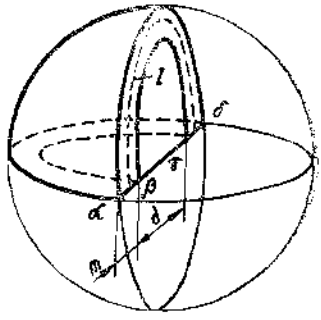


Fig. 5.20. Sfert de coajă sferică.

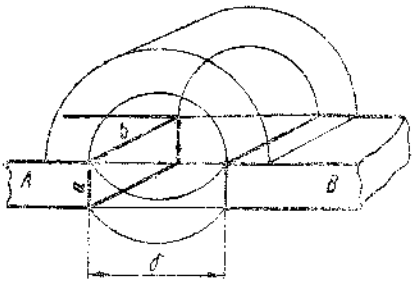


Fig. 5.21. Piese prismatice.

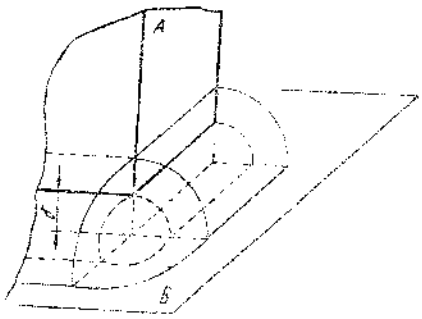


Fig. 5.22. Piesa polară în fața unui plan.

iar aria medie poate fi considerată jumătate din aria maximă, adică

$$A=\frac{\pi}{8}\,m(m+d)\,.$$

Rezultă permeanța

$$\Lambda=\frac{\mu_0 A}{l}=\frac{\mu_0\,\frac{\pi}{8}\,m(m+d)}{\frac{\pi}{2}(m+d)}=\frac{\mu_0 m}{4}\,. \tag{5.45}$$

Permeanțele elementare calculate cu relațiile (5.42)...(5.45) servesc la calculul permeanțelor în aer a două corpuri prismatice ca în figura 5.21 sau între o piesă polară și un plan, ca în figura 5.22. Astfel în figura 5.21 se pot recunoaște următoarele permeanțe între piesele A și B: semicilindru, semiinel, sfert de sferă. În figura 5.22 se pot identifica următoarele permeanțe în piesele A și B:

— *sfertul de cilindru*, permeanța având dublul valorii (5.42) dată de relația jumătății de cilindru, adică

$$\Lambda=0{,}52\ \mu_0 m\,; \tag{5.46}$$

— *sfertul de inel*, permeanța având dublul valorii (5.43) dată pentru semiinel, adică

$$\Lambda=\frac{4\mu_0 m\ n}{\pi(d+n)}\,; \tag{5.47}$$

— *optimea de sferă*, permeanța având dublul valorii (5.44) dată pentru sfertul de sferă, adică

$$\Lambda=0{,}154\ \mu_0 d\,; \tag{5.48}$$

— *optimea de coajă cilindrică*, permeanța având dublul valorii (5.45) dată pentru sfertul de coajă sferică, adică

$$\Lambda = \frac{\mu_0 m}{2}. \qquad (5.49)$$

Plonjorul cilindric introdus într-un tub concentric. În figura 5.23 se reprezintă acest caz. Permeanța totală se obține din însumarea permeanțelor parțiale după cum urmează:

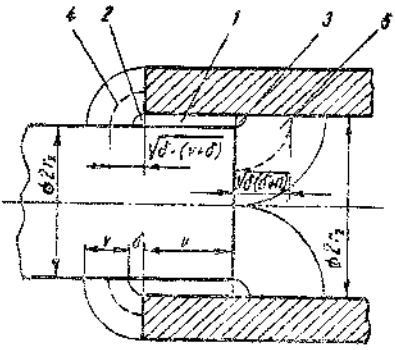


Fig. 5.23. Plonjor cilindric.

Permeanța parțială *1*. Dacă întrefierul δ este mic în raport cu raza r_1, expresia permeanței poate fi considerată

$$\Lambda_1 = \frac{\mu_0 A}{l} = \mu_0 \frac{2\pi\left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right)u}{\delta}. \qquad (5.50)$$

Dacă δ este relativ mare în raport cu r_1, expresia reluctanței este

$$R_1 = \int \frac{dl}{\mu_0 A} = \int_{r_1}^{r_1+\delta} \frac{dr}{\mu_0 2\pi r u} = \frac{1}{2\pi\mu_0 u} \ln\frac{r_1+\delta}{r_1},$$

iar permeanța corespunzătoare rezultă

$$\Lambda_1 = \frac{2\pi\mu_0 u}{\ln\frac{r_1+\delta}{r_1}}. \qquad (5.51)$$

Permeanța parțială *2*. Dacă $\delta \ll r_1$ se poate aplica relația (5.46) referitoare la permeanța sfertului de cilindru

$$\Lambda_2 = 0{,}52\mu_0 2\pi\left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right) \approx 3{,}3\mu_0\left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right). \qquad (5.52)$$

Dacă δ este mare în comparație cu r_1, lungimea medie a drumului fluxului poate fi luată $l = 1{,}22\ d$, iar aria medie a fluxului rezultă

$$A = \frac{V}{l} = \frac{2\pi\left(r_1 + \frac{4\delta}{3\pi}\right)\frac{\pi\delta^2}{4}}{1{,}22\ \delta},$$

iar permeanța este

$$\Lambda_2 = \frac{\mu_0 A}{l} = \frac{2\pi\mu_0\left(r_1 + \frac{4\delta}{3\pi}\right)\frac{\pi\delta^2}{4}}{1{,}22^2\ \delta^2} = 3{,}3\mu_0(r_1 + 0{,}425\delta). \qquad (5.53)$$

Permeanța parțială *3.* Dacă $\delta \ll r_1$ este valabilă relația 5.52 a permeanței parțiale *2.* Dacă δ este mare în raport cu r_1 se poate considera lungimea medie a drumului fluxului $l=1{,}22\delta$ și se calculează succesiv

$$A=\frac{V}{l}=\frac{2\pi\left(r_1+\delta-\frac{4\delta}{3\pi}\right)\frac{\pi d^2}{4}}{1{,}22\,\delta},$$

$$\Lambda_3=\frac{\mu_0 A}{l}=3{,}3\mu_0(r_1+0{,}575\delta). \tag{5.54}$$

Permeanța parțială *4.* Dacă v este mare în raport cu δ, se poate utiliza direct relația (5.36)

$$\Lambda_4=\frac{\mu_0 l}{\frac{\pi}{2}}\ln\frac{v+\delta}{\delta} \tag{5.55}$$

unde l este lungimea unui cerc de rază $r_1+\sqrt{\delta(v+\delta)}$, adică

$$l=2\pi\left(r_1+\sqrt{\delta(v+\delta)}\right).$$

Permeanța parțială *5.* Aceasta se calculează tot pe baza relației (5.36), și anume

$$\Lambda_5=\frac{\mu_0 l}{\frac{\pi}{2}}\ln\frac{r_1+\delta}{\delta},$$

unde

$$l=2\pi\left[r_1+\delta-\sqrt{\delta(r_1+\delta)}\right]. \tag{5.56}$$

Determinarea permeanțelor cu ajutorul imaginii cîmpului magnetic. Această metodă necesită trasarea liniilor de cîmp și a suprafețelor echipotențiale. În

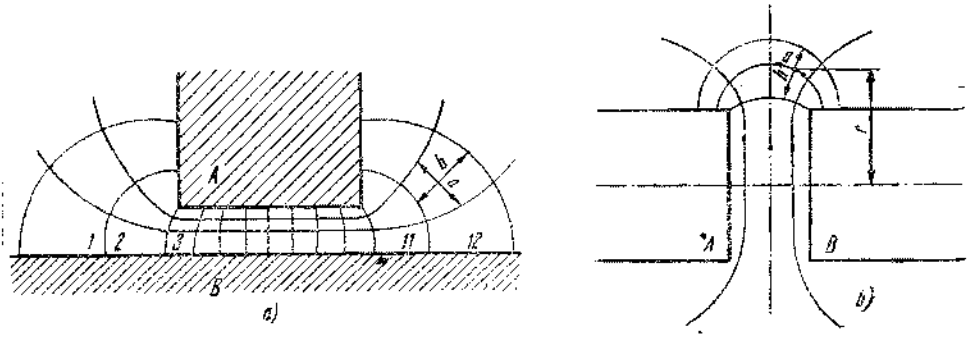


Fig. 5.24. Tuburi de flux magnetic constant :
a — pereți paraleli ; *b* — simetrie axială.

practică se pot prezenta două cazuri reprezentative de cîmpuri magnetice, indicate schematic în figura 5.24 :

— cîmpuri între corpuri plan paralele, conform schiței *a* ;

— cîmpuri de simetrie axială, conform schiței *b*.

În figura 5.24 s-au trasat tuburi de flux magnetic constant, precum și suprafețe de potențial magnetic constant, respectîndu-se conform teoriei cîmpului :

raportul $\frac{b}{a}$ = const. în cazul schiței *a* ;

raportul $r\,\frac{a}{b}$ = const. în cazul schiței *b*.

În ambele schițe *a* reprezintă distanța între suprafețele echipotențiale, iar *b* grosimea tubului de flux magnetic. În schița *b*, *r* este raza medie a tubului de flux magnetic în raport cu axa de simetrie de rotație.

Permeanța unui tub de flux magnetic constant este

$$\Lambda_1 = \frac{\mu_0 A}{a},$$

unde *A* este aria unui tub de flux, adică $A = b \times l$, unde *a* și *b* sînt reprezentate în figura 5.24, iar *l* este lungimea tubului, care în cazul schiței *a* este egală cu lungimea piesei, abstracție făcîndu-se de efectul de capăt, iar în cazul schiței *b* este $A = 2\pi r b$. Permeanța totală se calculează în funcție de numărul *m* al tuburilor de flux în paralel și numărul *q* al tuburilor de flux în serie

$$\Lambda = \frac{m}{q}\Lambda_1. \tag{5.57}$$

Astfel în figura 5.24, *a* rezultă $m = 12$ și $q = 3$.

5.2.5. Relațiile generale ale forțelor electromagnetice

Pentru a calcula forțele electromagnetice se folosesc cunoștințele de electrotehnică teoretică [148] după cum urmează :

Expresia forței lui Laplace

$$\boldsymbol{dF} = i\,\boldsymbol{dl} \times \boldsymbol{B} \tag{5.58}$$

este utilizată la calculul forței dezvoltate de electromagnetul plonjor fără opritor, cînd intervine cîmpul magnetic de dispersie, care se închide prin bobina electromagnetului.

Teoremele forțelor generalizate în cîmpul magnetic. Acestea sînt utilizate pentru a determina forța exercitată după direcția *S* cînd se cunoaște starea magnetică a întrefierului de grosime δ

$$F = -\left(\frac{\partial W_m}{\partial s}\right)_{\Phi} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}s}\left(\frac{BH}{2} A\delta\right) \tag{5.50}$$

Deoarece $BA=\Phi$ iar $H\delta=U_m$ rezultă expresia generală

$$F=-\frac{1}{2}\Phi\frac{dU_m}{ds} \tag{5.60}$$

unde s este coordonata după care se calculează forța. Relația (5.60) se poate scrie și în funcție de permeanța Λ și tensiunea magnetică U_m observînd că $U_m=\Phi/\Lambda$ și deci

$$F=\frac{1}{2}U_m^2\frac{d\Lambda}{ds}. \tag{5.61}$$

La aplicație imediată se tratează forța dezvoltată în întrefierul de arie A; grosimea $s=\delta$, în care există cîmpul magnetic B constant în întreaga arie A. Tensiunea magnetică în întrefier $U_m=B\delta/\mu_0$ iar permeanța $\Lambda=\mu_0 A/\delta$. Prin aplicarea relației (5.61) rezultă expresiile forței date de Maxwell

$$F=-\frac{B^2A}{2\mu_0} \tag{5.62}$$

sau

$$F=-\frac{\Phi^2}{2\mu_0 A}. \tag{5.63}$$

Observații. Expresiile (5.62) și (5.63) se obțin direct din relația (5.59) cînd coordonata s are direcția întrefierului δ considerat perpendicular pe suprafețele polilor

$$F=-\frac{d}{d\delta}\left(\frac{BH}{2}A\delta\right)=-\frac{B^2A}{2\mu_0}=-\frac{\Phi^2}{2\mu_0 A}.$$

Semnul minus are semnificația diminuării întrefierului (permeanței) odată cu creșterea forței. Vectorial expresia forței se scrie

$$\boldsymbol{F}=\boldsymbol{n}\frac{B^2A}{2\mu_0}=\boldsymbol{n}\frac{\Phi^2}{2\mu_0 A} \tag{5.64}$$

unde $\boldsymbol{n}$ este versorul normal pe suprafața polului orientat de la suprafața feromagnetică către întrefier.

La scrierea modulului forței dată de relația (5.64) nu mai este necesar a se menține semnul minus în fața expresiilor (5.62) și (5.63).

La același rezultat se ajunge dacă se scrie energia cîmpului magnetic în funcție de inductivitate. Astfel energia magnetică totală este

$$W_m=\frac{1}{2}L_0i^2+\frac{1}{2}L_si^2, \tag{5.65}$$

unde: L_0 este inductivitatea corespunzătoare fluxului în întrefier;
L_s — inductivitatea corespunzătoare fluxului de dispersie.

La electromagnetul de curent continuu, valoarea curentului nu depinde de întrefierul δ. Dacă se face abstracție de reacția armăturii în deplasarea sa, curentul este constant și determinat de tensiunea aplicată bobinei și rezistența bobinei: $i=U/R$

În figura 5.25 s-a schițat un electromagnet de curent continuu, cu bobine pe cele două coloane. S-au trasat liniile mediane magnetice corespunzătoare fluxului util Φ și fluxurile de dispersie Φ_{1s}, Φ_{2s}, Φ_{3s}. Fluxului util Φ îi corespunde inductivitatea L_0, iar fluxului de dispersie Φ_s inductivitatea L_s.

Forța portantă este

$$F = \left[\frac{\partial W_m}{\partial \delta}\right]_i = \frac{1}{2} i^2 \left[\frac{dL_0}{d\delta} + \frac{dL_s}{d\delta}\right]. \tag{5.66}$$

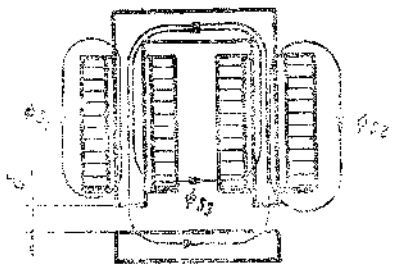


Fig. 5.25. Schița unui electromagnet de curent continuu.

Deoarece la un asemenea electromagnet, fluxul de scăpări nu depinde de întrefierul δ, fiind determinat în esență de distanța între coloanele electromagnetului, rezultă că $dL_s/d\delta = 0$ și deci

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL_0}{d\delta},$$

unde

$$L_0 = \frac{\Phi l}{i} = \frac{N\Phi}{i} = \frac{N^2}{\sum \frac{l}{\mu A}} = \frac{N^2}{\frac{l_f}{\mu A} + \frac{2\delta}{\mu_0 A}}, \tag{5.67}$$

unde s-a notat cu:

l_f — lungimea liniei medii de flux în fier;
$\mu = \mu_0 \mu_r$ — permeabilitatea fierului;
A — aria în întrefier în care există fluxul magnetic Φ.

Relația (5.67) se poate simplifica dacă se admite că $\mu_r \gg 1$ și deci reluctanța în fier $R_{mf} = \frac{l_f}{\mu A} \simeq 0$. Cu această simplificare expresia inductivității corespunzătoare fluxului util este

$$L_0 \simeq \frac{N^2 A \mu_0}{2\delta}.$$

De aici rezultă

$$\frac{dL_0}{d\delta} = -N^2 A \mu_0 \frac{1}{2\delta^2}$$

iar forța rezultă

$$F = -\frac{N^2 i^2 A \mu_0}{4\delta^2}. \tag{5.68}$$

Forța se poate exprima și în funcție de inducția prin întrefier. În adevăr, cu aproximația făcută că $R_{mf}=0$, rezultă

$$\Phi = \frac{NiA\mu_0}{2\delta}$$

sau

$$Ni = \frac{2\delta\Phi_f}{\mu_0 A} = 2\delta\frac{B}{\mu_0};\ (Ni)^2 = 4\delta^2\frac{B^2}{\mu_0^2}.$$

Această expresie se introduce în relația (5.68) și se obține

$$F = -\frac{B^2A}{\mu_0} = -\frac{\Phi^2}{\mu_0 A},$$

adică *formula lui Maxwell*. Forța este de atracție, iar semnul minus are semnificația micșorării coordonatei generalizate la deplasarea armăturii. La demonstrația relației (5.64) nu s-a ținut seama de fluxul de dispersie, de umflarea liniilor de cîmp în întrefier și de permeanța finită a circuitului de fier.

5.2.6. Forțe dezvoltate de principalele tipuri de electromagneți

În cele ce urmează se vor calcula forțele dezvoltate de principalele tipuri constructive de electromagneți.

Electromagnetul plonjor fără opritor. La acest tip de electromagnet forța se exercită între spirele bobinei parcurse de curent și cîmpul magnetic de dispersie, care se închide prin bobină. În figura 5.26 s-a schițat acest tip de electromagnet cu dimensiunile lui principale.

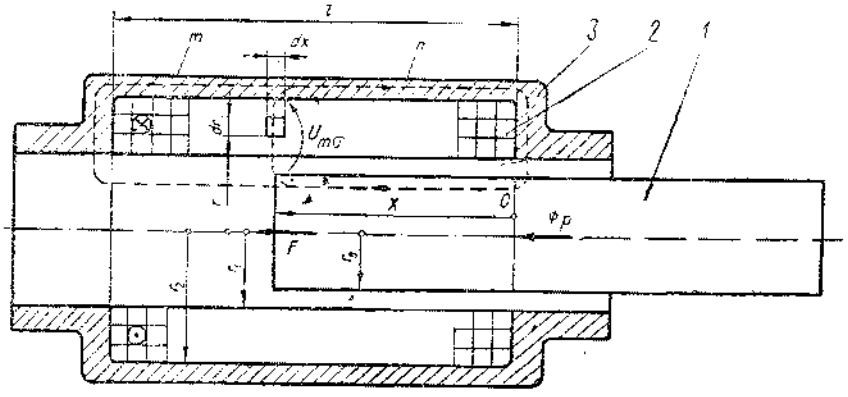


Fig. 5.26. Electromagnet plonjor fără opritor.

Dacă se notează cu θ_1 solenația pe unitatea de arie a bobinei *2* secționată longitudinal, aria elementară $dr\ dx$ va avea solenația

$$d^2\ \theta=\theta_1\ dx\ dr.$$

Prin aria $dr\ dx$ se închide cîmpul magnetic de inducție B, astfel că forța exercitată asupra spirei (și deci de reacție asupra plonjorului *1*) de rază r și de secțiune $dr\ dx$ este

$$d^2F=\theta_1\ dx\ dr\ 2\pi\ r\ B_\sigma. \tag{5.69}$$

Inducția magnetică B_σ se consideră a fi densitatea de flux de dispersie locală, pe periferia unui cilindru de lungime dx și rază r

$$B_\sigma=\frac{d\Phi_\sigma}{2\pi r\ dx}. \tag{5.70}$$

Prin introducerea acestei valori în expresia forței (5.69) se obține

$$d^2F=\theta_1\ dr\ d\ \Phi_\sigma$$

iar forța totală dezvoltată de electromagnet

$$F=\theta_1\int_{r_1}^{r_2} dr\ \int_{x=0}^{x=l} d\Phi_\sigma=\theta_1(r_2-r_1)\Phi_\sigma \tag{5.71}$$

unde cu Φ_σ s-a notat fluxul total de dispersie care parcurge bobina electromagnetului.

Se aplică, în absența plonjorului, legea circuitului magnetic pe conturul *m* din figura 5.26 și se neglijează tensiunea magnetică în carcasa *3* a electromagnetului. Se obține

$$\theta_1\ (r_2-r_1)l=Hl$$

sau

$$\theta_1\ (r_2-r_1)=H \tag{5.72}$$

unde H este cîmpul magnetic în interiorul electromagnetului în absența plonjorului. Expresia (5.72) se introduce în (5.71) și se obține o relație simplă pentru forța dezvoltată de electromagnet

$$F=H\Phi_\sigma. \tag{5.73}$$

Mărimea fluxului de dispersie Φ_σ este apropiată de cea a fluxului Φ_p care trece prin plonjor la baza acestuia, astfel că relația (5.73) se poate scrie sub forma

$$F=k\ H\ \Phi_p=k\ H\ B_p\ A_p \tag{5.74}$$

unde s-a notat

$k\approx 0{,}85$ — factor de corecție;

$H=\frac{NI}{l}$;

N — numărul de spire al bobinei;

B_p — inducția magnetică la baza plonjorului;

A_p — aria secțiunii transversale a plonjorului.

Determinarea fluxului de dispersie Φ_σ. După cum arată relațiile (5.73) și (5.74) forța se calculează în funcție de fluxul de scăpări Φ_σ. Prin aplicarea legii circuitului magnetic pe conturul n din figura 5.26 se aproximează

$$NI\frac{x}{l} = 0{,}1\ NI\frac{x}{l} + 0{,}5\ H_p\ x + 0{,}3\ H_p\ x + U_{m\sigma}$$

→ tensiunea magnetică în zona bobinei

→ tensiunea magnetică medie în plonjor

→ tensiunea magnetică în întrefierul circular,

de unde se scoate valoarea tensiunii magnetice în zona bobinei

$$U_{m\sigma} = 0{,}9\ NI\frac{x}{l} - 0{,}8\ H_p\ x$$

a cărei valoare medie în intervalul 0 și x este

$$U_{m\sigma med} \cong 0{,}4\,x\left(\frac{NI}{l} - H_p\right). \tag{5.75}$$

Permeanța corespunzătoare lungimei x este

$$\Lambda_\sigma = \frac{\pi(r_0 + r_2)x}{(r_2 - r_0)}\ \mu_0. \tag{5.76}$$

Se obține astfel mărimea fluxului de dispersie

$$\Phi_\sigma = U_{m\sigma med}\Lambda_\sigma = \frac{0{,}4\pi(r_0 + r_2)x^2\mu_0}{r_2 - r_0}\left(\frac{NI}{l} - H_p\right). \tag{5.77}$$

În relația (5.77) se observă că se poate aprecia intensitatea cîmpului magnetic la baza plonjorului

$$H_p = \frac{B_p}{\mu} = \frac{\Phi_p}{A_{p\mu}\mu} = \frac{\Phi_\sigma}{kA_{p\mu}\mu} \tag{5.78}$$

și ca urmare se poate scrie expresia fluxului de dispersie în funcție de poziția plonjorului pentru un electromagnet cu dimensiuni cunoscute, adică

$$\Phi_\sigma = \frac{0{,}4\ \mu_0\ \pi(r_0 + r_2)x^2\ NI}{kA_{p\mu}(r_2 - r_0) + 0{,}4\pi\mu_0(r_0 + r_2)x^2}\ \frac{A_{p\mu}k}{l} \tag{5.79}$$

Observații. Relațiile (5.71) și (5.73) sînt aproximative, din cauza modului de apreciere a tensiunii magnetice medii în zona bobinei.

Întrefier cilindric la electromagnet plonjor. Conform figurii 5.27 și relației (5.41) a permeanței între doi cilindri

$$\frac{d\Lambda}{dl} = \frac{2\pi\mu_c\left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right)}{\delta},$$

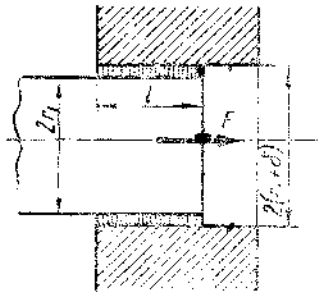


Fig. 5.27. Plonjor cilindric.

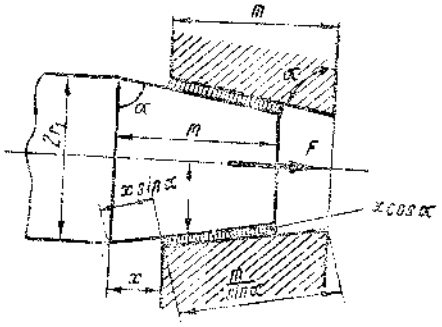


Fig. 5.28. Plonjor tronconic.

iar forța conform relației (5.61) este

$$F = \frac{\pi\mu_0\left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right)U_m^2}{\delta}. \tag{5.80}$$

La deducerea relației forței s-a neglijat fluxul de umflări.

Întrefier între două suprafețe tronconice. În figura 5.28 se reprezintă schematic un astfel de caz, unde r_m este raza medie a trunchiului de con al plonjorului. Permeanța întrefierului rezultă

$$\Lambda = \frac{2\pi r_m\mu_0}{x\cos\alpha}\left(\frac{m}{\sin\alpha} - x\sin\alpha\right),$$

$$\frac{d\Lambda}{dx} = -\frac{2\pi r_m m\mu_0}{\sin\alpha\cos\alpha x^2},$$

$$F = -U_m^2\frac{\mu_0\pi r_m m}{x^2\sin\alpha\cos\alpha}. \tag{5.81}$$

Semnul minus în fața expresiei (5.81) are semnificația creșterii forței la diminuarea lui x.

Forța se mai poate exprima și în funcție de inducția B_1 existentă în partea cilindrică a plonjorului. Astfel

$$\Phi = U_m\Lambda = \frac{2\pi r_m\mu_0 U_m}{x\cos\alpha}\left(\frac{m}{\sin\alpha} - x\sin\alpha\right),$$

$$B_1 = \frac{\Phi}{\pi r_1^2} = \frac{2r_m\mu_0 U_m}{r_1^2 x\cos\alpha}\left(\frac{m}{\sin\alpha} - x\sin\alpha\right),$$

de unde

$$U_m = \frac{B_1 r_1^2 x\cos\alpha}{2\mu_0 r_m\left(\frac{m}{\sin\alpha} - x\sin\alpha\right)}$$

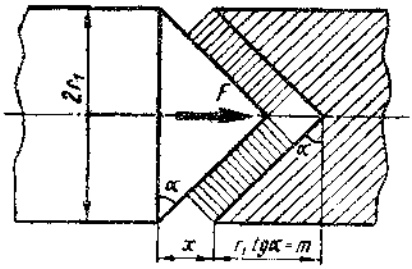


Fig. 5.29. Plonjor conic.

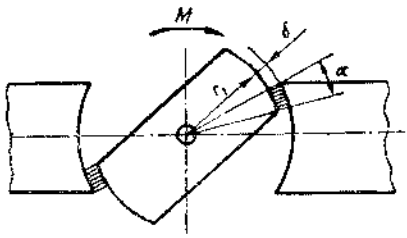


Fig. 5.30. Forța electromagnetului de rotație.

care introdus în relația (5.81) conduce la

$$F = -\frac{B_1^2 r_1^4 x^2 \cos^2\alpha}{4\mu_0^2 r_m^2 \left(\frac{m}{\sin\alpha} - x\sin\alpha\right)^3} \cdot \frac{\mu_0 \pi r_m m}{x^2 \sin\alpha\cos\alpha}$$

sau

$$F = -\frac{\pi B_1^2 r_1^4 m \cos\alpha}{4\mu_0 r_m \sin\alpha \left(\frac{m}{\sin\alpha} - x\sin\alpha\right)^2}. \tag{5.82}$$

La deducerea relației (5.82) s-a neglijat fluxul de umflări.

Întrefier între două suprafețe conice. Situația aceasta, reprezentată în figura 5.29, este un caz particular al întrefierului între două suprafețe tronconice. În consecință, relația forței derivă din relația (5.82), unde $m = r_1 \operatorname{tg}\alpha$, iar $r_m = r_1/2$. Rezultă astfel

$$F = -\frac{\pi B_1^2 r_1^2 \cos^2\alpha}{2\mu_0 \left(1 - \frac{x}{r_1}\sin\alpha\cos\alpha\right)^2}. \tag{5.83}$$

Dacă în relația (5.83) $\alpha = 0$, adică suprafața plonjorului este dreaptă, se obține

$$F = -\frac{B^2 \pi r_1^2}{2\mu_0} \tag{5.84}$$

adică formula lui Maxwell aplicată la o suprafață circulară. În relațiile (5.83), (5.84) nu s-a ținut seamă de fluxul de umflări.

Întrefier format din suprafețe cilindrice coaxiale. În figura 5.30 este reprezentat un asemenea sistem de lungime axială m. Permeanța, cu neglijarea umflăturilor la margine, este

$$\Lambda = \frac{\mu_0 A}{l} = \frac{\mu_0 \left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right)\alpha m}{2\delta}, \tag{5.85}$$

$$\frac{d\Lambda}{d\alpha} = \frac{\mu_0 m \left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right)}{2\delta}.$$

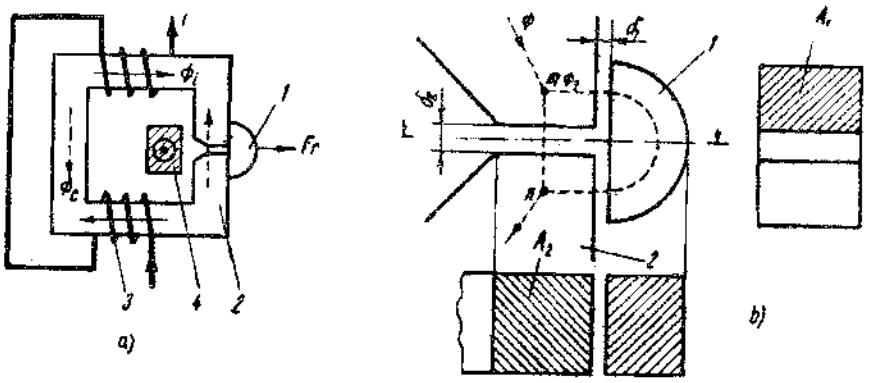


Fig. 5.31. Electromagnet de reținere:
a — schița generală; b — piesele polare și armătură mobilă.

Se poate calcula momentul

$$M = \frac{1}{2} U_m^2 \frac{d\Lambda}{d\alpha} = U_m^2 \frac{\mu_0 m\left(r_1 + \frac{\delta}{2}\right)}{4\delta}. \tag{5.86}$$

Forța electromagnetului de reținere. Orice electromagnet cu armătura atrasă este un electromagnet de reținere. În sens restrîns, prin electromagnet de reținere se înțelege un electromagnet cu o dependență accentuată între forță și cursă. Cum se indică în figura 5.31, *a*, armătura *1*, de masă redusă, se află sub acțiunea forței F_r a unui resort și șuntează întrefierul armăturii fixe *2*. Pe armătura fixă există o înfășurare *3* de preexcitație parcursă de curentul *i* care produce fluxul Φ_i și o excitație a curentului controlat care parcurge conductorul *4* și care produce fluxul Φ_c de semn contrar cu Φ_i.

Reducerea puternică a forței portante se datorește împingerii fluxului în întrefierul armăturii fixe ca urmare a unei variații mici a întrefierului δ_1. Din figura 5.31, *b*, rezultă că fluxul total Φ se divide în fluxul Φ_1 al armăturii mobile și fluxul Φ_2 de dispersie. Întrucît tensiunea magnetică între punctele *m* și *n* este aceeași, în ipoteza permeanței infinite a fierului se poate scrie

$$\int_m^n \boldsymbol{H}\, d\boldsymbol{l} = \frac{B_1}{\mu_0} 2\ \delta_1 = \frac{B_2}{\mu_0} \delta_2$$

sau

$$2\ B_1\ \delta_1 = B_2\ \delta_2 \tag{5.87}$$

unde: B_1 este inducția magnetică în întrefierul δ_1;
B_2 — inducția magnetică în întrefierul δ_2.

Fluxul total Φ este

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 = B_1 A_1 + B_2 A_2 = B_1\left(A_1 + A_2 \frac{2\delta_1}{\delta_2}\right),$$

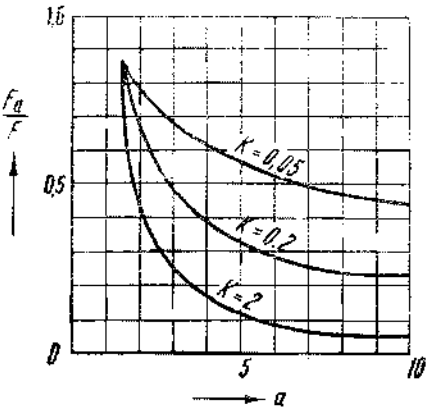


Fig. 5.32. Diagrama $F_a/F=f(a)$.

iar forța de atracție a armăturii conform relației (5.62) rezultă

$$F = \frac{B_1^2 A_1}{\mu_0} = \frac{\Phi^2 A_1}{\mu_0} \frac{1}{\left(A_1 + A_2 \frac{2\delta_1}{\delta_2}\right)^2},$$

$$F = \frac{\Phi^2}{\mu_0 A_1 \left(1 + \frac{A_2}{A_1} \frac{2\delta_1}{\delta_2}\right)^2}. \quad (5.88)$$

Dacă întrefierul δ_1 se mărește relativ puțin cu factorul a, se admite că fluxul total Φ rămîne același, iar forța rezultă

$$F_a = \frac{\Phi^2}{\mu_0 A_1 \left(1 + \frac{A_2}{A_1} \frac{2\delta_1}{\delta_2} a\right)^2}. \quad (5.89)$$

Raportul forțelor este

$$\frac{F_a}{F} = \left(\frac{1 + \frac{A_2}{A_1} \frac{2\delta_1}{\delta_2}}{1 + \frac{A_2}{A_1} \frac{2\delta_1}{\delta_2} a}\right)^2 = \left(\frac{1+k}{1+ka}\right)^2, \quad (5.90)$$

unde

$$k = \frac{A_2}{A_1} \frac{2\delta_1}{\delta_2}$$

reprezintă o constantă a aparatului, care depinde de construcția lui.

Relația (5.88) arată că forța scade mult la o mică creștere a întrefierului de la δ_1 la δ_{1a}. În figura 5.32 se indică curbele date de relația (5.90) în funcție de a, luînd ca parametru constanta k a aparatului [135]. Electromagneții de reținere au proprietatea de a fi rapizi, întrucît forța lor de atracție scade la o deplasare foarte mică a armăturii, iar masa armăturii fiind mică, accelerarea este ușurată prin acțiunea forței resortului antagonist.

5.2.7. Factorul de dispersie și forța dezvoltată de electromagnet

La un electromagnet, prin flux de dispersie se înțelege fluxul care nu participă la dezvoltarea forței utile. Factorul de dispersie σ este definit prin relația

$$\sigma = \frac{\Phi}{\Phi_u} > 1 \quad (5.91)$$

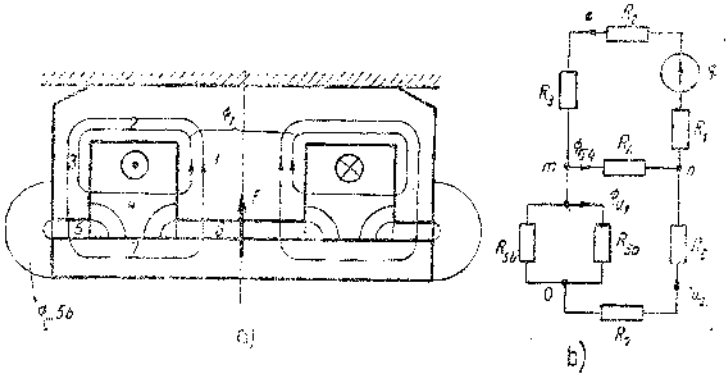


Fig. 5.33. Electromagnet în manta:
a — schița permeanțelor; *b* — circuitul magnetic echivalent.

unde s-a notat:

Φ — fluxul magnetic maximum în bobină;
Φ_u — fluxul util în întrefier.

Forța dezvoltată de electromagnet, dată de formula lui Maxwell, se poate scrie sub forma

$$F = \frac{1}{2\mu_0 A}\left(\frac{\Phi}{\sigma}\right)^2. \tag{5.92}$$

Determinarea factorului de dispersie σ se face pe baza schemei magnetice echivalente a electromagnetului și aprecierea permeanțelor magnetice. Astfel în figura 5.33, *a* se prezintă un electromagnet în manta cu permeanțele care se iau în considerare în poziția deschis, iar în figura 5.33, *b* s-a reprezentat schema magnetică echivalentă. Fluxul care nu produce forța utilă este fluxul $\Phi_{\sigma 5 b}$ ale cărui linii de cîmp se închid radial față de axul electromagnetului. Există două fluxuri utile

Φ_{u1} — în întrefierul mantalei;
Φ_{u2} — în miezul central.

Ca urmare există doi factori de dispersie și anume

$$\sigma_1 = \frac{\Phi}{\Phi_{u1}} \text{ și } \sigma_2 = \frac{\Phi}{\Phi_{u2}}$$

iar forța totală dezvoltată de electromagnet este suma forțelor

$$F_1 = \frac{1}{2\mu_0 A_1}\left(\frac{\Phi}{\sigma_1}\right)^2 \tag{5.93}$$

$$F_2 = \frac{1}{2\mu_0 A_2}\left(\frac{\Phi}{\sigma_2}\right)^2. \tag{5.94}$$

Factorii de dispersie se calculează din schema echivalentă 5.33, *b*, prin aplicarea teoremelor lui Kirchhoff. Se obține astfel, ținînd seama de definiția dată de (5.91)

$$\sigma_1 = \frac{R_5+R_6+R_7}{R_t-(R_1+R_2+R_3)} \tag{5.95}$$

$$\sigma_2=\sigma_1 \cdot \frac{R_5}{R_{5a}} \tag{5.96}$$

unde s-a notat

$$R_t=R_1+R_2+R_3+\frac{R_4(R_5+R_6+R_7)}{R_4+R_5+R_6+R_7} \tag{5.97}$$

$$R_5 = \frac{R_{5a}R_{5b}}{R_{5a}+R_{5b}}. \tag{5.98}$$

Valorile reluctanțelor se calculează fie asimilîndu-le cu corpuri geometrice simple, fie considerîndu-se arii majorate în întrefier. Factorii de dispersie se pot calcula și cu expresiile permeanțelor, ținînd seama că $\Lambda=1/R$.

5.2.8. Regimul dinamic al electromagnetului de curent continuu

În studiul electromagnetului efectuat în capitolele precedente s-a presupus că armătura este în situație imobilă. Dacă armătura este în deplasare, va trebui să se țină seamă de variația inductivității în raport cu timpul. Relația de bază este

$$U=Ri+\frac{d\Phi_t}{dt}=Ri+L\frac{di}{dt}+i\frac{dL}{dt}. \tag{5.99}$$

Dacă armătura este imobilă $dL/dt=0$, iar dacă este în deplasare dL/dt are o valoare finită. În afară de aceasta, în timpul deplasării apare fenomenul de histerezis și curenții turbionari, ca urmare a variației în timp a fluxului în materialul magnetic activ al electromagnetului.

Dacă se face abstracție de saturația fierului, de histerezis și de curenții turbionari, după aplicarea tensiunii, înainte ca armătura electromagnetului să se deplaseze, se obține curentul în bobină.

$$i=\frac{U}{R}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t}\right), \tag{5.100}$$

ca soluție a ecuației (5.99), unde $dL/dt=0$.

Atît timp cît armătura nu este pusă în mişcare forţa de atracţie F a electromagnetului este mai mică decît forţa rezistentă F_r, care se opune mişcării armăturii. În momentul iniţierii deplasării armăturii cele două forţe F şi F_r sînt egale

$$F = ci_1^2 = F_r$$

sau

$$i_1 = \sqrt{\frac{F_r}{c}}. \tag{5.101}$$

Cu ajutorul relaţiei (5.101) se poate determina timpul t_1 scurs între momentul aplicării tensiunii bobinei electromagnetului şi momentul începerii deplasări armăturii. Din relaţia (5.101) se calculează

$$t_1 = \frac{L}{R} \ln \frac{U}{U - R\sqrt{F_r/c}}. \tag{5.102}$$

La electromagneţii cu miez de fier masiv timpul real de pornire t_1 este de cîteva ori mai mare decît timpul dat de relaţia (5.102) din cauza fenomenului de pătrundere a cîmpului magnetic în piese masive, care nu a fost luat în considerare. Pentru a obţine un timp de pornire cît mai mic la electromagneţii de curent continuu este necesar ca materialul magnetic activ să fie lamelat, adică să fie realizat din tole magnetice subţiri (0,5...1 mm), izolate între ele.

Mişcarea liniară a armăturii. La un electromagnet cu întrefierul iniţial δ_0, la care se neglijează reluctanţa fierului şi cîmpul magnetic de dispersie, valoarea inductivităţii proprii este

$$L_0 = \frac{N^2 A \mu_0}{\delta_0}. \tag{5.103}$$

Dacă în timpul t armătura s-a deplasat cu cursa $\int_0^t v\,d\tau$, relaţia inductivităţii devine

$$L = \frac{N^2 A \mu_0}{\delta_0 - \int_0^t v\,d\tau} = \frac{N^2 A \mu_0}{\delta_0 - l} \tag{5.104}$$

relaţie în care v este viteza constantă de deplasare a armăturii şi l este cursa efectuată în timpul t. În acest caz se poate determina variaţia inductivităţii în timp

$$\frac{dL}{dt} = N^2 A \mu_0 \frac{v}{\left(\delta_0 - \int_0^t v\,d\tau\right)^2}.$$

Pentru această situație relația (5.99) devine

$$U=Ri+\frac{N^2A\mu_0}{\delta_0-\int_0^t v\,d\tau}\frac{di}{dt}+N^2A\,\mu_0\frac{v}{\left(\delta_0-\int_0^t v\,d\tau\right)}i. \qquad (5.105)$$

Soluția ecuației (5.105) ar putea oferi o imagine a modului cum variază curentul în funcție de timp, luînd ca parametru viteza de deplasare a armăturii. Trebuie însă menționat că viteza de deplasare însăși este funcție de curent, astfel că rezolvarea ecuației (5.105) este dificilă. Totuși această ecuație arată că dacă dL/di este mare, curentul în bobina electromagnetului scade simțitor.

În figura 5.34 s-a reprezentat oscilograma tipică a curentului la un electromagnet de curent continuu. În intervalul de timp $0—t_1$ armătura este imobilă, iar curentul crește după relația (5.100); în intervalul de timp $t_1—t_2$ are loc deplasarea armăturii, iar curentul scade. În momentul t_2, armătura s-a imobilizat din nou, iar curentul crește după o curbă exponențială corespunzătoare valorii noi obținute pentru inductivitate.

Scăderea curentului nu este sensibilă la electromagneții cu curse mici și viteze reduse.

Durata de acționare. Prin durată de acționare a unui electromagnet se înțelege timpul scurs din momentul închiderii circuitului de alimentare a bobinei pînă în momentul atingerii armăturii fixe de către armătura mobilă. Pentru determinarea acestui timp se trasează curbele de magnetizare $\Phi_t=f(i)$, ca în figura 5.35 pentru mai multe valori ale întrefierului δ, cu condiția ca δ_0 să fie întrefierul cel mai mare, iar δ_n să fie întrefierul în poziția atrasă a armăturii. Rezultă de aci că

$$\delta_0>\delta_1>\delta_2>\delta_3\ldots>\delta_{n-1}>\delta_n.$$

Dacă se duce dreapta *ab* arbitrar și se consideră ca adevărată evoluția *ab* pe durata deplasării armăturii din poziția întrefierului maxim δ_0 la între-

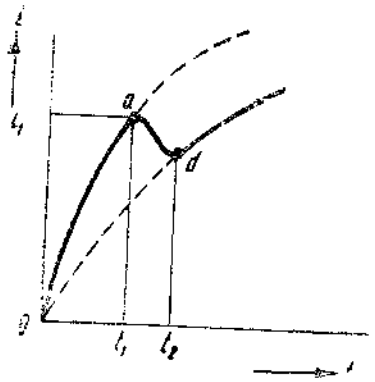


Fig. 5. 34. Reacția armăturii mobile $i=f(t)$.

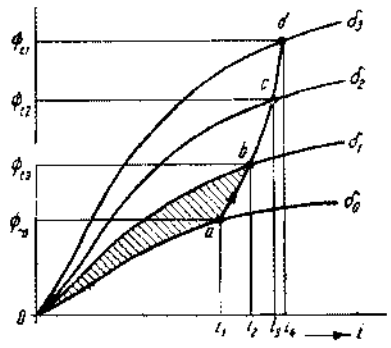


Fig. 5.35. Determinarea duratei de acționare.

fierul δ_1, aria *Oab* reprezintă lucrul mecanic efectuat de armătura electromagnetului în deplasarea sa. Din condițiile inițiale ale problemei mai rezultă că i_1 este curentul de pornire, căruia îi corespunde timpul de pornire t_1 calculat cu relația (5.102).

Se poate scrie că *lucrul mecanic* servește la variația energiei cinetice, abstracție făcînd de frecări, adică

$$(F-F_r)\ \Delta\delta=\Delta\left[\frac{mv^2}{2}\right], \tag{5.106}$$

unde

F este forța electromagnetului presupusă constantă ;
F_r — forța rezistentă presupusă constantă ;
$\Delta\delta=\delta_{m-1}-\delta_m$ — variația întrefierului ;
$\Delta\left[\frac{mv^2}{2}\right]$ — variația energiei cinetice a armăturii în deplasare.

Se observă că pentru punctul a viteza armăturii este nulă, iar în punctul b viteza sa este v_1. Se poate deci admite o viteză medie $v_m=v_1/2$. Relația (5.106) scrisă pentru evoluția de la a la b este

$$(F-F_r)\ (\delta_0-\delta_1)=\frac{mv_1^2}{2},$$

de unde se poate extrage viteza

$$v_1=\sqrt{\frac{2(F-F_r)\ (\delta_0-\delta_1)}{m}}$$

și se obține viteza medie $v_m=v_1/2$. Durata parcursului $(\delta_0-\delta_1)$ rezultă

$$\Delta t_1=\frac{\Delta\delta}{v_m}=2\frac{\delta_0-\delta_1}{v_1}. \tag{5.107}$$

Alegerea corectă a traseului *ab* se verifică cu relația (5.99) scris sub forma diferențelor finite, adică

$$U=Ri+\frac{\Delta\Phi_t}{\Delta t}, \tag{5.108}$$

unde

$$i=\frac{i_1+i_2}{2}\ ;\ \Delta t=\Delta t_1\ ;\ \Delta\Phi_t=\Phi_{t_1}-\Phi_{t_0}. \tag{5.109}$$

Dacă relația (5.108) se verifică cu elementele din (5.109) rezultă că evoluția de la a la b a fost bine aleasă, iar dacă relația (5.109) nu se verifică este necesar să se considere o altă evoluție de la a la b.

Se procedează similar și pentru evoluțiile de la b la c, de la c la d etc. Timpul total de acționare este

$$\Delta t=\Delta t_1+\Delta t_2+\Delta t_3+\ldots+\Delta t_n+t_1. \tag{5.110}$$

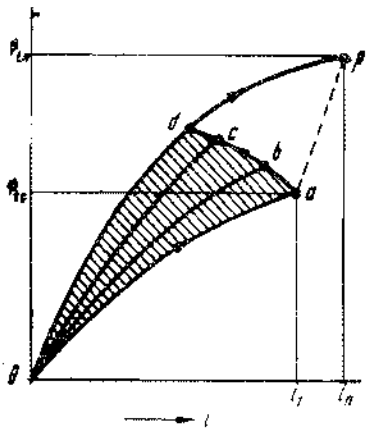


Fig. 5.36. $\Phi_t=f(i)$, cu considerarea reacției armăturii.

Observație. Dacă se ține seama de reacția armăturii, conform cu diagrama din figura 5.36 rezultă că evoluția în planul Φ_t, i de la punctul a, corespunzător momentului inițial al mișcării armăturii la punctul d corespunzător întrefierului minim, are loc cu variații negative de curent. În punctul d se stabilește o inductivitate finală și deci o constantă de timp finală. Din punctul d curentul va crește după relația (5.100).

Aria hașurată $OadO$ corespunde creșterii energiei cinetice a pieselor în mișcare, dar și frecărilor mecanice și pierderilor prin histerezis și curenți turbionari.

Modificarea timpului de acționare. Timpul de acționare a electromagneților poate fi modificat fie în sensul diminuării, fie în sensul creșterii lui.

Pentru a diminua timpul de acționare se pot lua următoarele măsuri :

— utilizarea unui miez magnetic lamelat, din tole cu o curbă de magnetizare care să producă inducții mari la excitații reduse. Utilizarea tolei laminate la rece și a aliajelor de tip permaloy conduce la aceste rezultate ;

— masă redusă a armăturii ;

— conectarea în serie cu înfășurarea bobinei a unei rezistențe. Această măsură reduce constanta de timp $T=L/R$, dar se observă că în funcționare de durată provoacă pierderi de energie suplimentare.

Pentru a crește timpul de acționare se pot utiliza tole groase sau practica, pe polii armăturilor, inele metalice. Curenții turbionari provoacă pierderi suplimentare și ca urmare măresc constanta de timp. Efectul final este reducerea vitezei de creștere a curentului care parcurge bobina și deci a fluxului parcurs de electromagnet.

5.2.9. Calculul și proiectarea electromagnetului de curent continuu

Pentru a calcula un electromagnet de curent continuu este necesar a se determina încălzirea bobinei și inducția optimă în miezul feromagnetic.

5.2.9.1. **Bobina electromagnetului.** Aceasta se execută din sîrmă izolată de cupru sau aluminiu pe o carcasă din material izolant. Izolația sîrmei poate fi cu bumbac, mătase, email, email-mătase etc. Izolația între straturile bobinei se realizează cu hîrtie electrotehnică. Calitățile materialelor utilizate în construcția bobinei sînt date în standardele de stat.

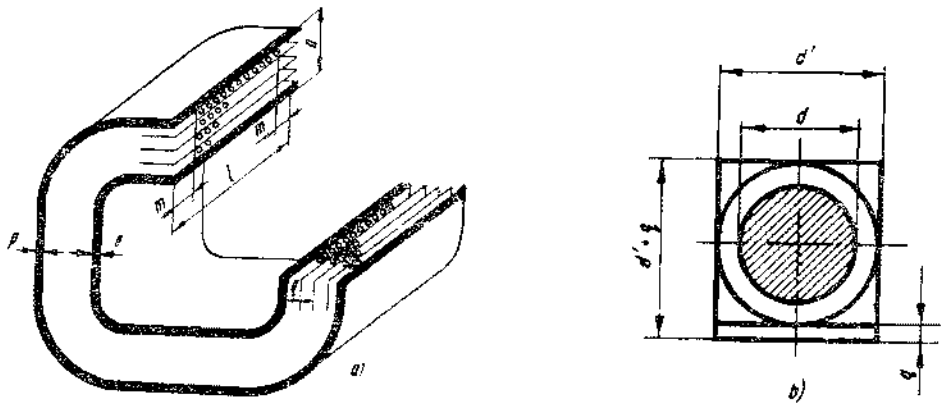


Fig. 5.37. Bobina electromagnetului.

În figura 5.37 se indică un desen al bobinei în schița *a* și o secțiune transversală în conductor în schița *b*, pentru a se putea urmări modul de așezare a conductoarelor și a izolației, cu următoarele notații :

l — lungimea totală a carcasei și hîrtiei între straturi ;
m — lungimea marginii nebobinate, care uneori este constituită de capacele carcasei ;
n — grosimea totală a bobinei ;
o — grosimea carcasei interioare ;
p — grosimea învelișului de protecție a bobinei ;
q — grosimea hîrtiei izolante între două straturi ;
d — diametrul activ al sîrmei de bobinaj ;
d' — diametrul sîrmei izolate.

Pentru calculul bobinei se mai notează :
L_m — lungimea medie a unei spire ;
n_1 — numărul de spire pe unitatea de lungime a bobinei ;
n_a — numărul de spire pe unitatea de arie a bobinei ;
N — numărul total de spire ;
R_1 — rezistența sîrmei pe unitatea de lungime ;
R_v — rezistența pe unitatea de volum a bobinei ;
R — rezistența totală a bobinei ;
A_b — aria netă de bobinaj ;
V_b — volumul net de bobinaj ;
f_b — factorul de umplere a bobinajului ;
f — factorul de umplere total, inclusiv al marginilor nebobinate.

Pe baza notațiilor făcute se stabilesc următoarele relații de calcul :
Factorul de umplere a bobinajului

$$f_b = \frac{\frac{\pi d^2}{4}}{d'(d'+q)} = \frac{\pi d^2 n_1}{4(d'+q)}, \qquad (5.111)$$

deoarece

$$\frac{l\ [m]}{d'\ [m]} = n_1.$$

Factorul de umplere a întregii bobine

$$f = \frac{\frac{\pi d^2}{4} N}{ln} = f_b \frac{(1-2m)\ (n-o-p)}{ln}$$

$$f = f_b \left(1 - \frac{2m}{l}\right) \left(1 - \frac{p+o}{n}\right). \tag{5.112}$$

Numărul de spire pe unitatea de arie a bobinei

$$n_a = \frac{n_1}{d'+q}. \tag{5.113}$$

Rezistența pe unitatea de volum a bobinei

$$R_v = n_a R_1. \tag{5.114}$$

Numărul de spire ale bobinei $N = A_b\ n_a$. (5.115)

Rezistența bobinei se poate scrie sub una din formele

$$R = V_b\ R_v, \tag{5.116}$$

$$R = L_m N\ R_1 = L_m N \rho \frac{4}{\pi d^2}. \tag{5.117}$$

Solenația bobinei este în funcție de tensiunea U de alimentare

$$NI = N\frac{U}{R} = N\frac{U}{L_m N R_1} = \frac{U}{L_m R_1} \tag{5.118}$$

sau în funcție de diametrul conductorului

$$NI = \frac{\pi d^2\ U}{4\rho\ L_m}. \tag{5.119}$$

Diametrul conductorului de bobinaj rezultă din relația

$$\frac{\pi d^2}{4} N = f_b\ A_b,$$

de unde

$$N = \frac{4\ f_b\ A_b}{\pi d^2},$$

care, introdus în relația (5.177), conduce la

$$R = \frac{4\rho L_m}{d^2} \cdot \frac{4 f_b\ A_b}{\pi d^2} \text{ sau } d = \sqrt{\frac{16\ \rho\ L_m\ f_b\ A_b}{\pi^2\ R}}. \tag{5.120}$$

Încălzirea bobinei electromagnetului de curent continuu. La un electromagnet de curent continuu, miezul de fier, pe care este plasată bobina, nu constituie o sursă de căldură, astfel că se poate considera că în regim staționar puterea P dezvoltată prin efect Joule este disipată de suprafețele interioară și exterioară ale bobinei. În mod general se poate scrie

$$P=RI^2=\alpha A\theta=2\ \alpha\ L_m l\ \theta, \tag{5.121}$$

unde: A este aria celor două suprafețe de cedare a căldurii;

θ — încălzirea suprafeței de cedare în raport cu mediul ambiant;

α — transmisivitatea globală a căldurii (W/m² grd). Rezultă

$$\theta=\frac{P}{2\alpha L_m l}=\frac{I^2R}{2\alpha L_m l}. \tag{5.122}$$

Din relația care exprimă aria activă a bobinajului

$$\frac{\pi d^2}{4}N=fln \text{ se extrage } d=\sqrt{\frac{4\ f\ ln}{\pi N}}$$

și se obține rezistența conductorului bobinei sub o nouă variantă

$$R=\frac{4N\rho\ L_m}{\pi d^2}=\frac{N^2\rho\ L_m}{fln}, \tag{5.123}$$

care introdusă în relația (5.122) conduce la

$$\theta=\frac{\rho}{2\alpha fn}\left(\frac{N\ I}{l}\right)^2, \tag{5.124}$$

relație în care $NI/l=H_b$ reprezintă intensitatea cîmpului magnetic în miezul bobinei.

În cazul regimului de lucru intermitent schițat în figura 5.38 unde există timpul de lucru t_l, timpul de pauză t_p și I intensitatea curentului în timpul lucrului se calculează un curent echivalent pe perioada $T=t_l+t_p$

$$I_e^2T=I^2\ t_l \text{ sau } I_e^2=I^2\frac{t_l}{T}=I^2\ D_c,$$

unde D_c este durata de conectare relativă.

În acest mod relația (5.124) ia forma

$$\theta=\frac{\rho D_c}{2\alpha fn}\left(\frac{NI}{l}\right)^2. \tag{5.125}$$

Relația (5.125) este aplicabilă numai dacă perioada T este relativ mică în raport cu constanta de timp a încălzirii bobinei, adică mai mică decît un sfert din aceasta.

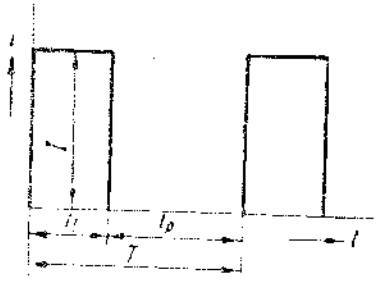


Fig. 5.38. Regimul intermitent de încălzire.

5.2.9.2. **Inducția magnetică optimă.** Un electromagnet are eficiență maximă dacă energia magnetică acumulată în întrefier este maximă. Expresia acestei energii este

$$W_m = \frac{\Phi^2 \delta}{2\mu_0 A} \tag{5.126}$$

și are valoarea maximă pentru produsul $\Phi^2\delta$ maximum, adică pentru

$$\frac{d}{d\Phi}(\Phi^2\delta) = 2\Phi\,\delta + \frac{d\delta}{d\Phi}\Phi^2 = 0,$$

de unde rezultă condiția

$$\frac{d\delta}{d\Phi} = -\frac{2\delta}{\Phi}. \tag{5.127}$$

Maximumul energiei magnetice este legat de acceptarea unei solenații constante adică

$$\theta = R_f \Phi + R_a \Phi = \sum_{i=1}^{n} H_i l_i + \frac{B\delta}{\mu_0} = \text{const.} \tag{5.128}$$

În ipoteza unui flux de dispersie nul și a unei secțiuni constante a miezului de fier se obține

$$U_{mf} + \frac{\Phi}{\mu_0 A}\delta = \text{const.}$$

Prin diferențiere se obține

$$\frac{dU_{mf}}{d\Phi} d\Phi + \frac{d\Phi\delta}{\mu_0 A} + \frac{\Phi d\delta}{\mu_0 A} = 0 \tag{5.129}$$

și ținînd seama de relația (5.127) se obține

$$\frac{d\,U_{mf}}{d\Phi} = \frac{\delta}{\mu_0 A} = \frac{1}{\Lambda_0} \quad \text{sau} \quad \frac{d\Phi}{dU_{mf}} = \Lambda_0 = \frac{\Phi}{U_{ma}}, \tag{5.130}$$

unde U_{ma} este tensiunea magnetică a întrefierului. Relația (5.130) arată că pentru punctul optim de funcționare a electromagnetului derivata fluxului magnetic în raport cu tensiunea magnetică a fierului este egală cu permeanța întrefierului. Această observație permite să se determine grafic, prin încercări succesive, punctul optim de funcționare, ca în figura 5.39. Se trasează curba $\Phi = f(U_{mf})$. Se reprezintă segmentele $OB = U_{mf}$ și $BC = U_{ma}$. Dacă punctul M de funcționare este bine ales se obține

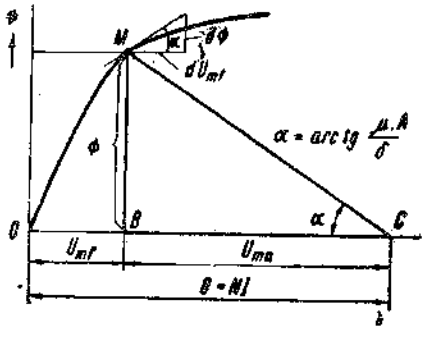


Fig. 5.39. Relativ la inducția optimă.

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\Phi}{U_{ma}} = \frac{d\Phi}{d\,U_{mf}},$$

adică tocmai condiția (5.130).

5.2.9.3. **Proiectarea electromagnetului de curent continuu.** Proiectul unui electromagnet de curent continuu cuprinde trei etape:

— calculul preliminar;
— proiectarea electromagnetului cu materiale standardizate;
— calculul de verificare.

Principalele relații de calcul utilizate în proiectul preliminar sînt:

Forța
$$F = \frac{B^2 A}{2\mu_0}. \tag{5.131}$$

Legea circuitului magnetic
$$NI = \frac{B}{\mu_0}\delta + \sum_{i=1}^{n} H_i l_i. \tag{5.132}$$

Încălzirea
$$\theta = \frac{\rho D_c}{2\alpha f n}\left[\frac{NI}{l}\right]^2. \tag{5.133}$$

Tensiunea de excitație
$$U = RI = \frac{4\rho L_m NI}{\pi d^2} \tag{5.134}$$

cu notațiile cunoscute.

Alegerea valorii inducției B se face în funcție de constanta c_e a electromagnetului. Din relația forței rezultă că dimensiunea liniară a ariei (de exemplu diametrul unei secțiuni circulare) este proporțională cu rădăcina pătrată a forței ($\sqrt{\alpha F}$). Pe de altă parte dacă întrefierul δ este mare, crește și lungimea l a bobinei electromagnetului, fiind astfel necesară o solenație mai puternică. Ca urmare, dimensiunea liniară a secțiunii transversale a fierului și lungimea bobinei determină consumul de material activ al electromagnetului.

După Hazeltine și Roters [133], constanta electromagnetului are expresia
$$c_e = \frac{\sqrt{F}}{\delta} \tag{5.135}$$

și are valori indicate în tabela 5.1.

TABELA 5.1

Constanta electromagnetului c_e

Tipul electromagnetului	$c_e\left[\frac{1}{\frac{N}{m}^2}\right]$
Cu armătura fixă în manta, figura 1, *f*	29 000
Cu armătura fixă în U, figura 1, *e*	84 600 ... 846
Plonjor cu opritor și întrefier plan, figura 1, *d*	29 000 ... 5 200
Plonjor cu opritor și întrefier conic, figura 1, *c*	5 200 ... 1 180
Plonjor scurt, fără opritor, figura 1, *b*	1 180 ... 68
Plonjor lung, fără opritor, figura 1, *b*	68

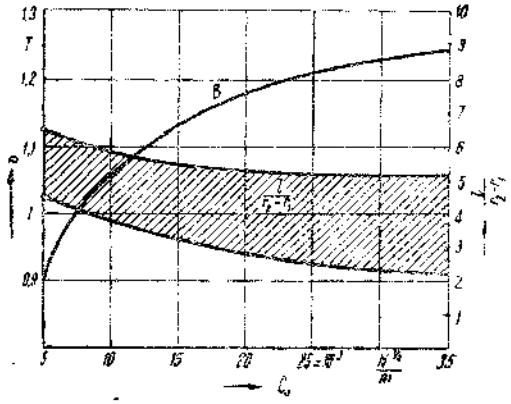


Fig. 5.40. Curbele $B=f\ (C_e)$ și $l/(r_2-r_1)=f\ (C_e)$.

În funcție de constanta c_e se alege inducția magnetică în întrefier, pe baza construcțiilor economice existente. Astfel în figura 5.40 se dă $B=f\ (c_e)$ pentru electromagnetul plonjor cu opritor și întrefier plan.

Calculul preliminar al unui electromagnet plonjor cu opritor și întrefier plan.

Datele inițiale sînt :

forța minimă (la întrefier maxim) $F_{min}=500$ N ;
forța maximă (la întrefier minim) $F_{max}>3\,000$ N ;
întrefierul maxim $\delta_{max}=4$ mm ;
tensiunea de alimentare în curent continuu $U=120$ V (+5%, —15%) ;
durata relativă de conectare $D_e=0{,}1$;
încălzirea înfășurării $\theta=40°C$;
temperatura mediului ambiant 35°C ;
materialul miezului magnetic OL 38.

Dimensiunile principale ale electromagnetului sînt schițate în figura 5.41, iar mersul calculului este arătat în tabela 5.2. Pentru asigurarea culisării plonjorului este necesar a se asigura un întrefier radial de 1,5 mm, care va fi constituit dintr-un tub de alamă. În aprecierea forței minime se consideră

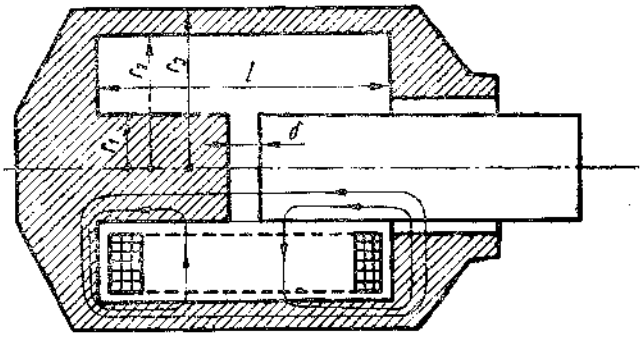


Fig. 5.41. Schița electromagnetului plonjor cu întrefier plan.

TABELA 5.2

Calculul preliminar unui electromagnet de curent continuu

Nr. crt.	Metoda de calcul	Rezultatul
1	Constanta electromagnetului, relația (5.135) $c_e=\frac{\sqrt{F_{min}}}{\delta_{max}}$	$c_e=\frac{\sqrt{500}}{4\cdot10^{-3}}=5\,600$ Se încadrează în clasa electromagneților plonjori cu opritor și întrefier plan din tabela 3.1
2	Inducția magnetică în întrefier B_0 din diagrama figura 5.40	$B_0=0{,}93\ T$
3	Din relația (5.131) respectiv (5.84) $r_1=\sqrt{\frac{2\mu_0 F}{\pi B^2}}$	$r_1=\sqrt{\frac{2\cdot4\pi\cdot10^{7}\cdot500}{\pi\cdot0{,}93^2}}\approx2{,}15\cdot10^{2}\ ^2\text{m}$
4	Solenația necesară se obține din relația (5.132), luându-se $\Sigma H_1 l_1\approx0{,}3\ NI$ $NI=\frac{B\cdot\delta}{0{,}7\cdot\mu_0}$	$NI=\frac{0{,}93\cdot4\cdot10^{-3}}{0{,}7\cdot4\pi\cdot10^{-7}}=4\,230$ A
5	Lungimea l a miezului de fier. Cu notațiile din figura 5.41 relația (5.133) devine $\theta=\frac{\rho\cdot D_c}{2\alpha(r_2-r_1)}\left(\frac{NI}{l}\right)^2$ Din figura (5.40) se alege $l/(r_2-r_1)=5$, care introdus în relația lui θ conduce la $l=\sqrt[3]{\frac{5\rho D_c(NI)^2}{2\alpha f0}}$	$l=\sqrt[3]{\frac{5\cdot2{,}13\cdot10^{-4}\cdot0{,}1\cdot4\ 230^2}{2\cdot11{,}8\cdot0{,}45\cdot40}}=0{,}07$ m

TABELA 5.2 (continuare)

Nr. crt.	Metoda de calcul	Rezultatul
	Rezistivitatea la temperatura $\theta_t=\theta+\theta_a=75°$ C $\rho=\rho_{20}[1+\alpha_R(\theta_t-20)]$ Coeficientul de transmisie a căldurii α. Factorul de bobinaj total f	$\rho=1{,}72\cdot10^{-3}(1+4{,}39\cdot10^{-3}\cdot55)=2{,}13\cdot10^{-8}\Omega\cdot m$ $\alpha=11{,}8\ \frac{W}{m^2\,grd}$ $f=0{,}45$
6	Raza r_2. Din raportul $\frac{l}{r_2-r_1}=5$ rezultă $r_2=\frac{l}{5}+r_1$	$r_2=\frac{0{,}077}{5}+2{,}15\cdot10^{-2}\approx3{,}7\cdot10^{-2}$ m
7	Raza r_3. Din relația de egalitate aproximativă a ariilor : $\pi\cdot r_1^2=k_f(r_3^2-r_2^2)\,\pi$ unde k_f ține seama că mantaua electromagnetului are o inducție magnetică mai mică decît plonjorul ; rezultă $r_3=\sqrt[2]{r_2^2+\frac{r_1^2}{k_f}}$	$r_3\sqrt{(3{,}7\cdot10^{-2})^2+\frac{(2{,}15\cdot10^{-2})^2}{0{,}8}}=$ $=4{,}5\cdot10^{-2}$ m
8	Diametrul conductorului rezultă din relația (5.134) $d=\sqrt{\frac{4\rho(r_1+r_2)NI}{U}}$	$d=\sqrt{\frac{4\cdot2{,}13\cdot10^{-8}\,(2{,}15+3{,}7)\cdot10^{-2}\cdot4\,230}{120}}=$ $=0{,}42\cdot10^{-3}$ m

9	Numărul de spire N al bobinei. Din relația (5.112) se scoate $N = \frac{4fnl}{\pi \cdot d^2}$ $n = r_2 - r_1$	$N = \frac{4 \cdot 0{,}45 \cdot 1{,}55 \cdot 10^{-2} \cdot 7{,}7 \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot 0{,}42^2 \cdot 10^{-6}} = 3890$ spire $n = (3{,}7 - 2{,}15) \cdot 10^{-2} = 1{,}55 \cdot 10^{-2}$ m
10	Rezistența bobinei. Din relația (5.117) $R = \pi \frac{2r_1 + 2r_2}{2} N\rho \frac{4}{\pi d^2} = \frac{4(r_1 + r_2)N\rho}{d^2}$	$R = \frac{4(3{,}7 + 2{,}15) \cdot 10^{-2} \cdot 3\,890 \cdot 2{,}13 \cdot 10^{-8}}{0{,}42^2 \cdot 10^{-6}} = 1\,102\ \Omega$
11	Curentul în bobină $I = \frac{U}{R}; \qquad I = \frac{NI}{N}$	$I = \frac{120}{1102} \approx 1{,}09$ A; $\qquad I = \frac{4\,230}{3\,890} \approx 1{,}09$ A
12	Densitatea de curent pe durata de conectare $J = \frac{4 \cdot I}{\pi \cdot d^2}$	$J = \frac{4 \cdot 1{,}09}{\pi \cdot 0{,}42^2 \cdot 10^{-6}} = 7{,}89 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$

și forța gravitațională care, dacă electromagnetul are plonjorul vertical, intervine cu greutatea plonjorului și cu forța de frecare aferentă.

Calculul de verificare a electromagnetului, după ce în prealabil se stabilesc dimensiuni standardizate pentru conductorul de cupru și izolații, se referă în special la calculul forței, care trebuie asigurată la tensiunea minimă de 120 V — 15%, adică la 102 V și la încălzire, care nu trebuie să depășească limita impusă la tensiunea 120 V +5%, adică la 126 V. Trebuie observat la calculul preliminar, că forța este produsă numai în întrefierul egal cu aria polului. În realitate, forța este produsă și de fluxul de umflări ale întrefierului. Determinarea forței, cu precizie mare, este posibilă prin evaluarea cît mai exactă a permeanțelor de dispersie ale electromagnetului.

5.3. ELECTROMAGNEȚII DE CURENT ALTERNATIV

La excitarea unui electromagnet în curent alternativ sinusoidal de forma $i = \hat{I} \sin \omega t$, forța instantanee dezvoltată într-un singur întrefier, conform formulei lui Maxwell este

$$F = \frac{B^2 A}{2\mu_0} = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 A}.$$

Dacă se admite pentru inducție o expresie sinusoidală de forma $B = \hat{B} \sin \omega t$, rezultă expresia forței

$$F = \frac{A \hat{B}^2 \sin^2 \omega t}{2\mu_0} = \frac{A \hat{B}^2 (1 - \cos 2\omega t)}{4\mu_0} \tag{5.136}$$

adică forța electromagnetului are o componentă continuă

$$F_1 = \frac{A \hat{B}^2}{4\mu_0}$$

și o componentă cosinusoidală de *pulsație dublă* față de pulsația inducției

$$F_2 = -\frac{A \hat{B}^2}{4\mu_0} (\cos 2\omega t).$$

Forța totală F și componentele F_1 și F_2 sînt reprezentate grafic în figura 5.42, în care se poate observa că forța instantanee are o valoare maximă

$$F_{max} = \frac{A \hat{B}^2}{2\mu_0} \tag{5.137}$$

și o valoare medie

$$F_{med} = \frac{A \hat{B}^2}{4\mu_0}. \tag{5.138}$$

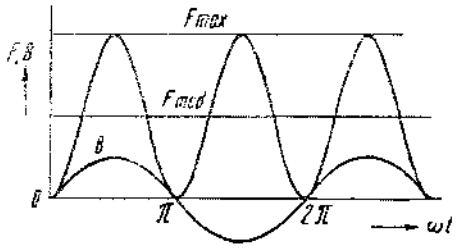


Fig. 5.42. Inducția magnetică B și forța F la un electromagnet de curent alternativ monofazat.

De asemenea se poate observa că forța instantanee atinge valori zero. Din această cauză, armătura electromagnetului are tendință de îndepărtare sub acțiunea forței antagoniste a resortului. Atragerea armăturii cu pulsația dublă față de pulsația rețelei produce o vibrație caracteristică de frecvență 100 Hz, dacă frecvența rețelei este de 50 Hz. Pentru a elimina neajunsurile menționate se recurge la două soluții:

— La electromagnetul monofazat de curent alternativ se plasează în piesa polară, în zona întrefierului, o spiră în scurtcircuit, prin a cărei reacție inducția în întrefier nu mai atinge valori zero.

— Se utilizează magneți trifazați, excitați pe trei coloane de tensiuni electromotoare defazate simetric.

5.3.1. Teoria spirei în scurtcircuit la electromagneții monofazați

Electromagneții de curent alternativ monofazat se construiesc sub forma unor numeroase variante: forma U cu spira în scurtcircuit pe o coloană și mișcare de rotație a armăturii, forma U cu spire în scurtcircuit pe două coloane și mișcare de translație a armăturii, forma E cu spire în scurtcircuit pe cele două coloane externe, forma T cu spire în scurtcircuit pe cele două coloane externe [84, 101].

În dezvoltarea care urmează fenomenele se presupun liniare, iar mărimile electromagnetice alternative se admit sinusoidale. Calculele se efectuează pentru electromagneții cu întrefierul minimal (armătura mobilă atrasă). Se știe că pentru întrefierul maximal (armătura mobilă depărtată) din cauza întrefierului mare, reacția spirei în scurtcircuit este neînsemnată, în sensul că fluxurile în întrefier nu pot fi menținute decalate, chiar dacă curentul în spiră este mai mare decît curentul în poziția atras; ca urmare, forța în întrefier practic nu depinde, în această situație, de curentul din spira în scurtcircuit.

Rezistența spirei în scurtcircuit la electromagnetul U/I. În figura 5.43, *a*, s-a reprezentat schematic electromagnetul notat cu U/I, adică acel electromagnet

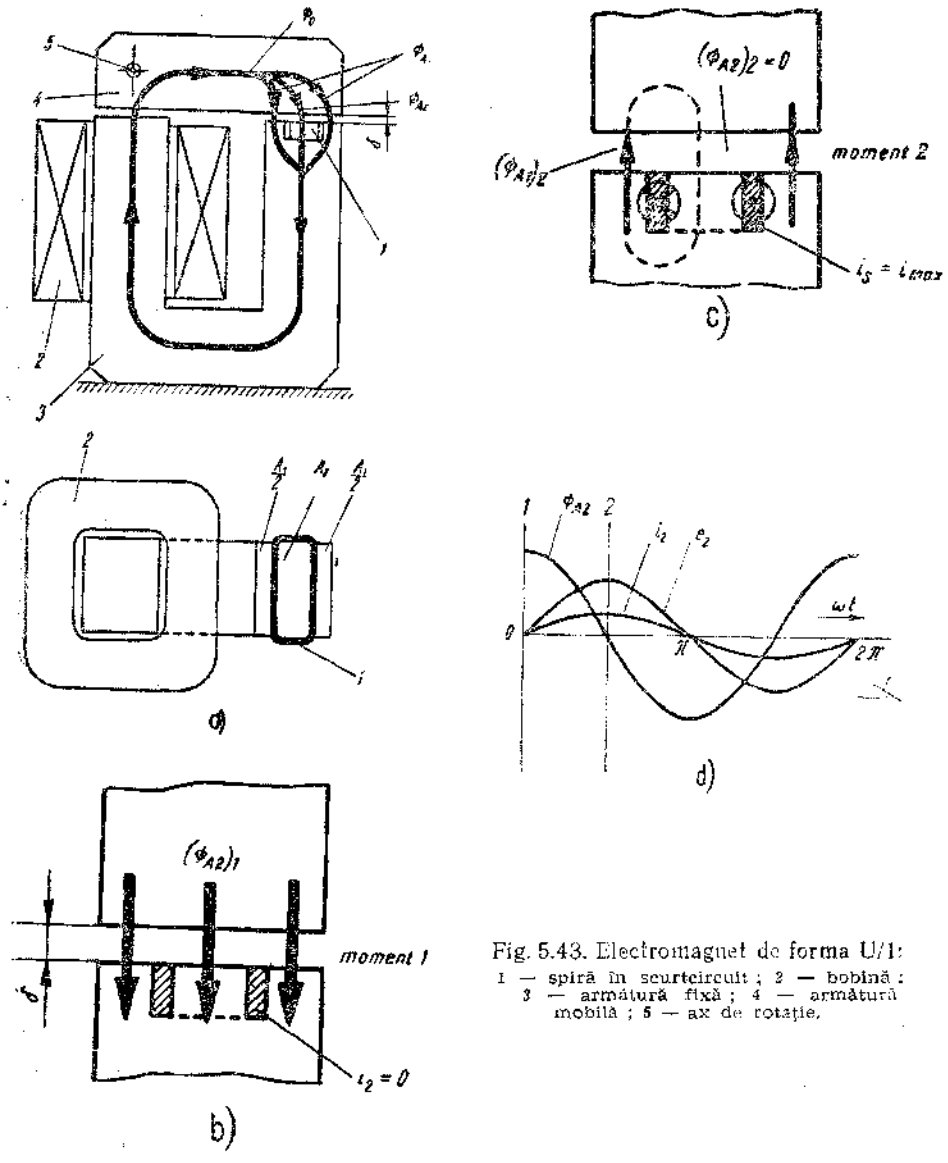


Fig. 5.43. Electromagnet de forma U/I:
1 — spiră în scurtcircuit ; 2 — bobină ; 3 — armătură fixă ; 4 — armătură mobilă ; 5 — ax de rotație.

a cărui spiră în scurtcircuit este plasată pe o coloană, iar axul de rotație al armăturii mobile se găsește pe cealaltă coloană. La un asemenea electromagnet, momentul util este dat numai de forța dezvoltată în întrefierul electromagnetului prevăzut cu spiră în scurtcircuit, deoarece cuplul forței dezvoltate în întrefierul fără spiră în scurtcircuit este nul.

Pentru această situație este suficient a se cerceta fenomenele care se produc în întrefierul polului echipat cu spira în scurtcircuit. Notațiile precizate pe figura 5.43 sînt:

A_1 — aria polului în afara spirei;
A_2 — aria polului în interiorul spirei;
Φ_0 — fluxul magnetic total, în secțiuni depărtate de spiră;
Φ_{A1} — fluxul magnetic în întrefier în exteriorul spirei;
Φ_{A2} — fluxul magnetic în întrefier în interiorul spirei;
B_{A1} și B_{A2} — inducțiile corespunzătoare;
e_2 — tensiunea electromotoare indusă în spiră;
i_2 — curentul din spiră;
δ — grosimea întrefierului;
R_2 — rezistența spirei în scurtcircuit.

Pentru a determina rezistența spirei în scurtcircuit se consideră *fenomenul global* care are loc în întrefierul polului [100]. Fluxul total Φ_0, considerat ca mărime alternativă sinusoidală și care parcurge circuitul magnetic al electromagnetului în zonele neecranate, rezultă din însumarea a două fluxuri Φ_{A1} și Φ_{A2}, respectiv din exteriorul și interiorul spirei ecran, ambele mărimi fiind sinusoidale. Se admite, *din considerații tehnologice* (saturația materialului) *valoarea maximă* $\hat{B}_{A1}$ a inducției magnetice în exteriorul spirei în scurtcircuit. Valoarea maximă a inducției $\hat{B}_{A2}$, în interiorul spirei în scurtcircuit, se exprimă cu ajutorul factorului k în funcție de $\hat{B}_{A1}$ prin relația

$$\hat{B}_{A2}=k\,\hat{B}_{A1}. \tag{5.139}$$

Deoarece s-a admis că fluxul în interiorul spirei în scurtcircuit variază sinusoidal, se poate scrie

$$\Phi_{A2}=\hat{\Phi}_{A2}\cos\omega t. \tag{5.140}$$

Variația fluxului Φ_{A2} generează în spira în scurtcircuit tensiunea indusă

$$-\frac{d\Phi_{A2}}{dt}=e_2=R_2 i_2=R_2\hat{I}_2\sin\omega t, \tag{5.141}$$

întrucît inductivitatea proprie a spirei este redusă, iar reactanța spirei la 50 Hz este neglijabilă în raport cu rezistența sa. Din relația (5.141) mai rezultă că tensiunea indusă e_2 este în fază cu curentul i_2 care parcurge spira în scurtcircuit. În figura 5.43, *d*, s-au reprezentat mărimile $_2\Phi_{A2}$, e_2 și i_2 cu relațiile de fază corespunzătoare.

Este posibil să se stabilească relațiile de fază și amplitudine între fluxurile Φ_0, Φ_{A1}, Φ_{A2} dacă se consideră două momente în reprezentarea grafică din figura 5.43, *d*.

Momentul 1 (schița *b*). Fluxul $(\Phi_{A2})_1$ și inducția $(B_{A2})_1$ au valori maxime atunci cînd valorile pentru e_2 și i_2 sînt zero, iar fluxul produs de curentul din spiră este zero. Inducțiile din ariile A_1 și A_2 sînt egale între ele, adică

$$(B_{A1})_1=(B_{A2})_1=\hat{B}_{A2}. \tag{5.142}$$

Momentul 2 (schița *c*). După un unghi $\omega t=\pi/2$ se consideră momentul *2*. Fluxul $(\Phi_{A2})_2$ are valoarea zero și deci și inducția $(B_{A2})_2$ are valoarea zero; tensiunea e_2 și curentul i_2 au valori maxime. În acest moment cîmpul magnetic în interiorul spirei este nul, adică $(H_{A2})_2=0$.

Situațiile fluxurilor și ale curentului în spiră, la cele două momente, sînt reprezentate și în figurile 5.43, *b* și *c*.

Observațiile de mai sus privind situația electromagnetică în întrefierul electromagnetului la cele două momente permit trasarea diagramei fazoriale a inducțiilor și fluxurilor, ca în figura 5.44. În această diagramă s-au reprezentat, la momentul *1*, inducțiile în întrefier conform relației (5.142). Inducția $(B_{A1})_2$ adică în afara spirei și în momentul *2* se calculează în funcție de valoarea maximă acceptată $\hat{B}_{A1}$ și de inducția $(B_{A1})_1$, deci

$$(B_{A1})_2=\sqrt{\hat{B}_{A1}^2-(B_{A1})_1^2}=\sqrt{\hat{B}_{A1}^2-\hat{B}_{A2}^2}. \tag{5.143}$$

În diagrama din figura 5.44 s-au mai reprezentat și fazorii

$$\hat{\Phi}_{A2}=A_2\,\hat{B}_{A2}, \tag{5.144}$$

$$\hat{\Phi}_{A1}=A_1\,\hat{B}_{A1}. \tag{5.145}$$

Dacă în momentul *2*, cînd $(H_{A2})_2=0$, se aplică legea circuitului magnetic conturul trasat punctat în figura 5.43, *c*, se scrie

$$I_2=(H_{A1})_2\,\delta=\frac{(B_{A1})_2}{\mu_0}\cdot\delta \tag{5.146}$$

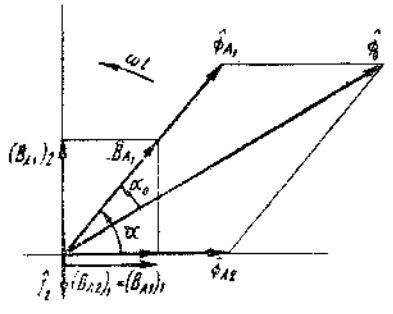


Fig. 5.44 Relații de fază și amplitudini ale inducțiilor și fluxurilor magnetice.

Din relația (5.141) aplicată în momentul *2* se obține succesiv

$$R_2=\frac{e_2}{i_2}=\frac{\omega\hat{\Phi}_{A2}}{\hat{I}_2}=\frac{2\pi f\hat{B}_{A2}A_2}{\hat{I}_2}=\frac{\mu_0\omega A_2}{\delta\operatorname{tg}\alpha}. \tag{5.147}$$

Cunoscîndu-se rezistența spirei în scurtcircuit, se alege materialul și se determină dimensiunile spirei, ținîndu-se seama că spira poate lucra la o temperatură de 120°C — 250°C.

Electromagnetul de forma U/I. Forța medie în întrefierul electromagnetului rezultă ca o sumă a forțelor medii existente în ariile neecranată și ecranată. Dacă se stabilește o relație între ariile ecranată și neecranată de forma

$$A_2 = mA_1 \tag{5.148}$$

se poate scrie expresia generală a forței medii în întrefier

$$F_m = F_{m\,A1} + F_{m\,A2} = \frac{1}{2}\,\frac{\hat{B}^2_{A1}\,A_1}{2\,\mu_0} + \frac{1}{2}\,\frac{\hat{B}^2_{A2} m A_1}{2\mu_0}\,. \tag{5.149}$$

Dacă în relația (5.149), conform figurii 5.44, se pune

$$\hat{B}_{A2} = \hat{B}_{A1}\cos\alpha = \hat{B}_{A1}k, \tag{5.150}$$

expresia forței medii devine

$$F_m = F_{m\,A1}\,(1 + k^2 m). \tag{5.151}$$

În figura 5.45, *b*, s-a reprezentat diagrama forței instantanee F în întrefierul electromagnetului, rezultînd ca o sumă a forțelor instantanee existente în ariile ecranată și neecranată și ținînd seamă că inducțiile variază sinusoidal, ca în figura 5.45, *a*, iar forța este proporțională cu pătratul inducției.

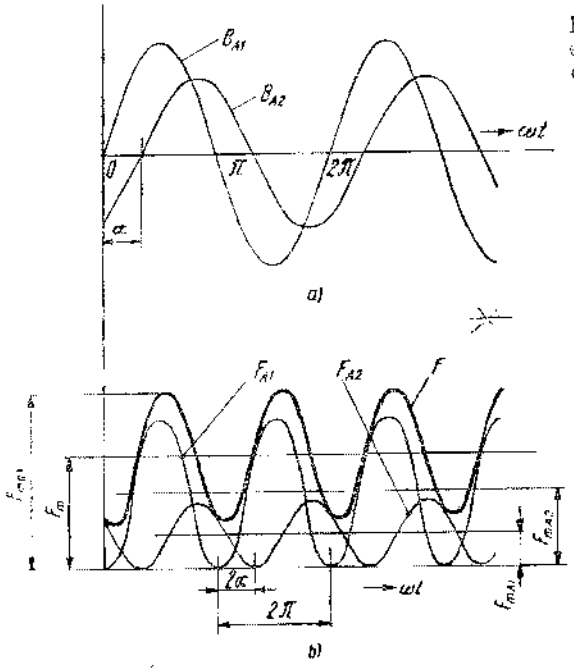
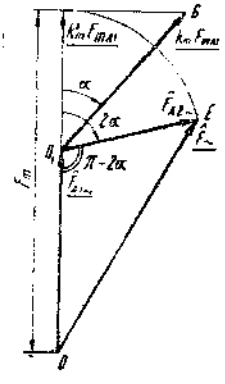


Fig. 5.45. Forțele dezvoltate de electromagnetul cu spiră în scurt-circuit.

Fig. 5.46. Determinarea grafică a forțelor oscilantă $F\sim$ și medie F_m.



Se observă că pulsația forței F în întrefier este de două ori mai mare decît pulsația inducției și că dacă defazajul între inducții este α, defazajul între forțele corespunzătoare este 2α. Tot în figura 5.45, *b*, se mai observă că :

— Valoarea de vîrf $\hat{F}_{A1\sim}$ a forței oscilante în aria neecranată este egală cu valoarea medie F_{mA_1} în aceeași arie, adică

$$\hat{F}_{A_1\sim} = F_{mA_1}. \tag{5.152}$$

— Valoarea de vîrf $\hat{F}_{A_2\sim}$ a forței oscilante în aria ecranată este egală cu valoarea medie F_{mA_2} în aceeași arie, adică

$$\hat{F}_{A_2\sim} = F_{mA_2} = F_{mA_1}\ (k^2\ m). \tag{5.153}$$

— Defazajul între forțele oscilante $F_{A_1\sim}$ și $F_{A_2\sim}$ este 2α.

— Forța oscilantă totală F rezultă din însumarea forțelor oscilante $F_{A_1\sim}$ și $F_{A_2\sim}$, adică

$$\hat{\underline{F}}_{\sim} = \hat{\underline{F}}_{A_1\sim} + \hat{\underline{F}}_{A_2\sim}. \tag{5.154}$$

Observațiile de mai sus, concretizate în relațiile (5.152), (5.153), (5.154) permit să se determine valorile forțelor oscilantă $\hat{F}_{\sim}$, maximă F_{max}, minimă F_{min}, medie F_m în funcție de parametrii k și m aleși.

În acest scop în diagrama din figura 5.46 s-a reprezentat fazorul $\hat{\underline{F}}_{\sim}$ ca o sumă a fazorilor $\hat{\underline{F}}_{A_1\sim}$ și $\hat{\underline{F}}_{A_2\sim}$. Din triunghiul OO_1E rezultă expresia analitică a forței oscilante

$$\hat{F}^2_{\sim} = F^2_{m\,A_1} + m^2k^4\ \ F^2_{mA_1} - 2\ k^2mF^2_{mA_1} \cos(\pi - 2\alpha). \tag{5.155}$$

Pentru a calcula forța oscilantă pe cale grafică, se procedează după cum urmează :

— Se trasează la o scară oarecare segmentul $\overline{OO_1}$ ca reprezentînd $\hat{F}_{A_1\sim} = F_{mA_1}$.

— Se construiește segmentul $\overline{O_1G}$, care face cu direcția lui $\overline{OO_1}$ unghiul α, iar ca mărime are valoarea kmF_{mA_1}.

— Se proiectează segmentul $\overline{O_1G}$ pe direcția segmentului $\overline{OO_1}$ și se obține segmentul $\overline{O_1D}$, care reprezintă $k^2mF_{mA_1}$.

— Se rotește segmentul $\overline{O_1D}$, cu centrul de rotație în O_1, cu unghiul 2α, obținîndu-se segmentul $\overline{O_1E}$. Segmentul $\overline{OE}$ reprezintă $\hat{F}_{\sim}$, la scara aleasă.

Alegerea parametrilor k și m. La alegerea parametrilor k și m este necesar să se țină seamă de următoarele rapoarte :

$\frac{F_m}{F_{mmax}}$, adică raportul între forța medie și forța medie cea mai mare posi-

bilă care ar fi dacă în aria polului ar exista aceeași inducție $\hat{B}_{A1}$, iar spira în scurtcircuit nu ar exista

$$F_{mmax}=\frac{\hat{B}^2_{A1}(A_1+A_2)}{4\mu_0}=\frac{\hat{B}^2_{A1}A_1}{4\mu_0}(1+m)=F_{mA_1}(1+m), \tag{5.156}$$

$\frac{\hat{F}_{\sim}}{F_m}$ adică raportul între forța oscilantă și forța medie;

$\frac{F_{min}}{F_{mmax}}$, adică raportul între forța minimă și forța medie cea mai mare posibilă.

Pentru $m=1$, adică aria ecranată egală cu aria neecranată conform relațiilor (5.151) și (5.154)

$$F_m=F_{mA_1}(1+k^2), \tag{5.157}$$

$$\hat{F}_{\sim}=F_{mA_1}\sqrt{1+k^4+2k^2\cos 2\alpha}=F_{mA_1}\sqrt{1+5k^4-2k^2}. \tag{5.158}$$

Se stabilesc astfel rapoartele

$$\frac{F_m}{F_{mmax}}=\frac{(1+k^2)\,F_{mA_1}}{2\,F_{mA_1}}=\frac{1+k^2}{2}, \tag{5.159}$$

$$\frac{\hat{F}_{\sim}}{F_m}=\frac{F_{mA_1}\sqrt{1-5k^4-2k^2}}{F_{mA_1}(1+k^2)}=\frac{\sqrt{1-5k^4-2k^2}}{1+k^2} \tag{5.160}$$

$$\frac{F_{min}}{F_{mmax}}=\frac{F_m-\hat{F}_{\sim}}{F_{mmax}}=\frac{(1+k^2)-\sqrt{1+5k^4-2k^2}}{2}. \tag{5.161}$$

Pentru $m=2$, adică aria ecranată de două ori mai mare decît aria neecranată, rezultă

$$F_m=F_{mA_1}(1+2k^2) \tag{5.162}$$

$$\hat{F}_{\sim}=\sqrt{F^2_{mA1}+4k^4F^2_{mA1}-4k^2F^2_{A1}\cos(\pi-\alpha)}=F_{mA1}\sqrt{1+12k^4-4k^2}, \tag{5.163}$$

iar de aici rezultă rapoartele

$$\frac{F_m}{F_{mmax}}=\frac{(1+2k^2)}{3}. \tag{5.164}$$

$$\frac{\hat{F}_{\sim}}{F_m}=\frac{\sqrt{1+12k^4-4k^2}}{1+2k^2}, \tag{5.165}$$

$$\frac{F_{min}}{F_{mmax}}=\frac{F_m-\hat{F}_{\sim}}{F_{mmax}}=\frac{(1+2k^2)-\sqrt{1+12k^4-4k^2}}{3}. \tag{5.166}$$

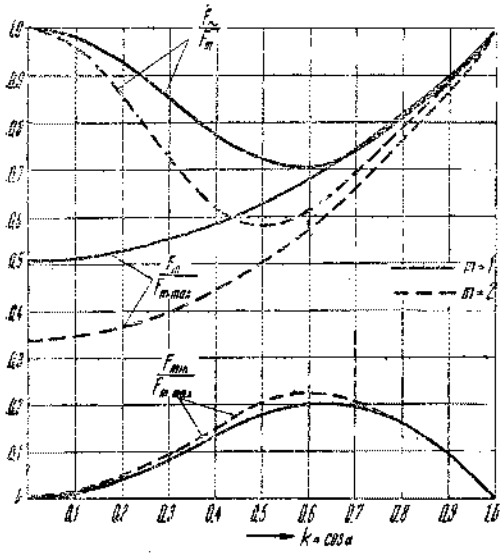


Fig. 5.47. Forțe dezvoltate de electromagnetul U/1.

În figura 5.47 s-au reprezentat grafic curbele date de relațiile (5.159) — (5.161) și (5.164) la (5.166).

Din analiza acestor curbe rezultă :

— Pulsația minimă $\frac{\hat{F}_{\simeq}}{F_m}$ a forței nu corespunde cu maximul $\frac{F_{min}}{F_{mmax}}$ al forței minime.

— Maximul forței minime pentru $m=1$ se obține pentru $k=0{,}65$, adică $\alpha=49°20'$.

— Pentru $m=2$ punctul optim al forței minime se obține pentru $k=0{,}6$ adică $\alpha=53°$, deci la un defazaj mai mare decît în cazul $m=1$.

— Valoarea maximă a forței minime pentru $m=2$ este mai mare ca pentru $m=1$. În schimb, forța medie este mai mică. Dar mai trebuie avut în vedere că pierderile în spiră sînt mai mari pentru $m=2$ și deci cheltuieli în exploatare mai mari.

În practică, valoarea lui k se va alege pentru ambele valori ale lui m, în jur de 0,7, adică $\alpha\approx45°$, în scopul obținerii unor forțe minimă și medie de valori cît mai mari.

Valoarea lui m se va alege între 1 și 2, sau uneori chiar mai mare de 2, nu însă mai mică de 1, avînd în vedere cerința temei și criteriul economic.

Electromagnetul de forma U/2. În figura 5.48 s-a schițat un electromagnet de forma U/2, adică un electromagnet prevăzut cu spiră în scurtcircuit pe ambele coloane, a cărui armătură execută o mișcare de translație sau o mișcare de rotație cu axul de rotație plasat în afara axului coloanei electromagnetului. În acest caz se dezvoltă forțe utile în întrefierul ambelor coloane, iar relațiile de calcul privind forțele oscilantă, medie, maximă, minimă, rămîn cele deduse pentru electromagnetul U/1, pentru fiecare din cele două coloane. La electromagnetul U/2 cu mișcare de translație a armăturii forța totală a electromagnetului este de două ori forța dezvoltată în întrefierul unei coloane, iar la electromagnetul cu mișcare de rotație, cuplul rezultant va rezulta din însumarea a două cupluri[1] de valori diferite, întrucît cele două forțe sînt egale, dar brațele de pîrghie sînt diferite.

[1] Dacă armătura mobilă nu are un punct de oscilație plasat pe axa de simetrie transversală.

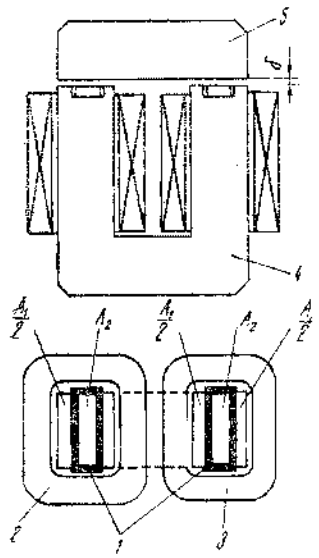


Fig. 5.48. Electromagnetul U/2.

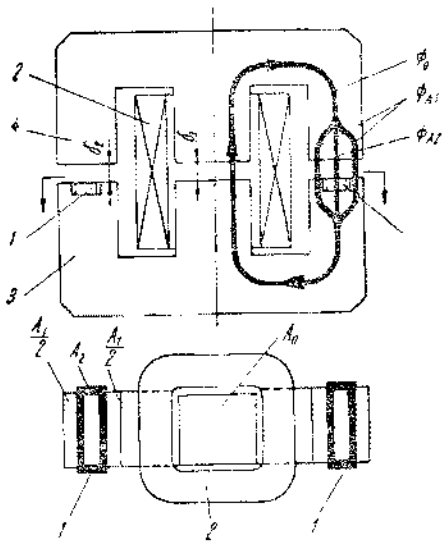


Fig. 5.49. Electromagnetul de formă E:
1 — spira în scurtcircuit; 2 — bobina;
3 — armătura fixă; 4 — armătura mobilă.

Electromagnetul de formă E. În figura 5.49 s-a reprezentat schematic electromagnetul de formă E, la care spirele în scurtcircuit sînt plasate pe coloanele externe, iar bobina de excitație se află pe coloana centrală. Întrefierul δ_2 al coloanelor externe este cel minimal (de exemplu 0,05 mm), iar întrefierul coloanei centrale δ_1 este ceva mai mare (de exemplu 0,5 mm), astfel încît în poziția atras se asigură o poziție stabilă a armăturii mobile.

Notațiile pentru arii și fluxuri rămîn cele utilizate la electromagnetul U/I, observînd că aceste notații în cazul electromagnetului E se referă la o jumătate de electromagnet, acesta avînd un plan de simetrie. În plus se precizează relația între aria coloanei externe A_1+A_2 și aria A_0 a coloanei centrale, adică

$$A_0=n\ (A_1+A_2)=n\ (A_1+mA_1)=A_1n\ (1+m), \tag{5.167}$$

unde n poate lua valori practice cuprinse între 1,4 și 2.

La studiul acestui tip de electromagnet trebuie observat că fluxul rezultant $2\ \Phi_0$ este o mărime alternativă sinusoidală și străbate întrefierul central δ_1. Ca urmare, acest flux va determina existența unei forțe medii și a unei forțe alternative în întrefierul coloanei centrale. Urmărind a determina *forțele totale* (maximă, minimă, medie, pulsatorie) ale electromagnetului, ținînd seama de fenomenele care se produc și în întrefierul coloanei centrale, se precizează următoarele mărimi:

Forța medie în ariile neecranate

$$2F_{mA1}=2\hat{F}_{A1\sim}=2\,\frac{\hat{B}_{A1}^{2}A_1}{4\mu_0}\,. \tag{5.168}$$

Forța medie în ariile ecranate

$$2F_{mA2}=2\hat{F}_{A2\sim}=2\,\frac{\hat{B}_{A2}^{2}A_2}{4\mu_0}=2\,\frac{\hat{B}_{A1}^{2}A_1}{4\mu_0}\,k^2m=2F_{mA1}\,k^2m. \tag{5.169}$$

Forța medie în aria centrală

$$2F_{mA0}=2\hat{F}_{A0\sim}=2\frac{\hat{B}_0^2}{4\mu_0}\,\frac{A_0}{2}=\frac{\hat{\Phi}_0^2}{\mu_0 A_0}\,. \tag{5.170}$$

Pentru evaluarea forței medii în aria centrală cu (5.170) și cu ajutorul figurii 5.44, se calculează fluxul Φ_0

$$\hat{\Phi}_0^2=\hat{\Phi}_{A1}^2+\hat{\Phi}_{A2}^2+2\hat{\Phi}_{A1}\,\hat{\Phi}_{A2}\cos\alpha$$

sau

$$\hat{\Phi}_0^2=\hat{\Phi}_{A1}^2\,(1+k^2m^2+2k^2m)=\hat{B}_{A1}^2\,A_1^2\,(1+k^2m^2+2k^2m). \tag{5.171}$$

Rezultă deci

$$2F_{mA0}=2\,\hat{F}_{A0\sim}=\frac{\hat{B}_{A1}^{2}A_1^2}{\mu_0 A_0}\,(1+k^2m^2+2k^2m)=\frac{\hat{B}_{A1}^{2}A_1^2}{\mu_0 A_1 n(1+m)}\,(1+k^2m^2+2\,k^2m)=$$

$$=2\,F_{mA1}\,a_f \tag{5.172}$$

unde

$$a_f=\frac{2(1+k^2m^2+2k^2m)}{n(1+m)}\,. \tag{5.173}$$

Forța medie maximă posibilă este

$$2\,F_{mmax}=2\frac{\hat{B}_{A1}^{2}(A_1+A_2)}{4\mu_0}+2\,\frac{\left[\hat{B}_{A1}\dfrac{2(A_1+A_2)}{A_0}\right]^2\dfrac{A_0}{2}}{4\mu_0}=$$

$$=2\,\frac{\hat{B}_{A1}^{2}A_1}{4\mu_0}\left[1+m+\frac{2\,(1+m)}{n}\right]$$

sau

$$2\,F_{mmax}=2\,F_{mA1}\,[(1+m)\,(1+2/n)]. \tag{5.174}$$

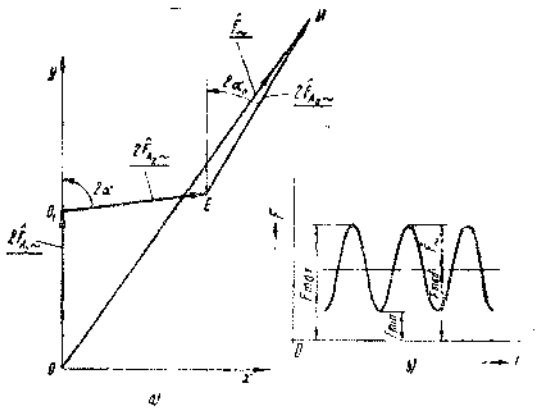


Fig. 5.50. Diagramele : fazorială (*a*) și forța instantanee (*b*) la electromagnetul de formă E.

Forța oscilantă a electromagnetului de forma E. În figura 5.50, *a*, s-a reprezentat diagrama fazorială a forțelor oscilante $2\hat{F}_{A1\sim}$ în aria neecranată, $2\hat{F}_{A2\sim}$ în aria ecranată și $2\hat{F}_{AO\sim}$ în aria coloanei centrale, ținînd seamă de diagrama din figura 5.44 a inducțiilor și observînd că defazajul între două forțe este dublu față de defazajul între inducții. În figura 5.50, *b*, s-a reprezentat diagrama forței instantanee.

Pentru a calcula din figura 5.50, *a*, forța oscilantă $\hat{F}_{\sim}$ se obțin proiecțiile

$$F_{y\sim} = 2\,(F_{mA1}+F_{mA2}\cos 2\,\alpha+F_{mAO}\cos 2\,\alpha_0), \tag{5.175}$$

$$F_{x\sim} = 2\,(F_{mA2}\sin 2\,\alpha+F_{mAO}\sin 2\,\alpha_0). \tag{5.176}$$

Rezultă forța oscilantă totală

$$\hat{F}_{\sim} = \sqrt{F_{y\sim}^2+F_{x\sim}^2},$$

$$\hat{F}_{\sim}=2\,F_{mA1}\sqrt{1+k^4m^2+a_f^2+2k^2a_fm\cos 2\,(\alpha-\alpha_0)+2k^2m\,(2k^2-1)+}$$

$$\overline{+2\,a_f\,(2\cos^2\alpha_0-1)}. \tag{5.177}$$

În anexa 5.5.1 se indică demonstrația relației (5.177), relație în care unghiul α_0 este cunoscut prin formula

$$\operatorname{tg}\alpha_0=\frac{km\sqrt{1-k^2}}{1+k^2m}. \tag{5.178}$$

Relația (5.178) este demonstrată în anexa 5.5.2.

Forța medie rezultantă a electromagnetului de formă E se calculează cu relația

$$F_m=2\,F_{mA1}+2\,F_{mA2}+2\,F_{mAO}=2\,F_{mA1}\,(1+k^2m+a_f). \tag{5.179}$$

Alegerea parametrilor k, m, n. Și la acest tip de electromagnet se urmărește obținerea unei forțe minime cît mai mare și în același timp a unei forțe medii cît mai mare. În acest scop s-au întocmit diagramele

$$\frac{F_m}{2\,F_{mmax}} = \frac{1+k^2m+a_f}{(1+m)(1+2/n)}, \tag{5.180}$$

$$\frac{\hat{F}_\sim}{F_m} = \frac{\sqrt{1+k^4m^2+a_f^2+2k^2a_fm\cos 2(\alpha-\alpha_0)+2k^2m(2k^2-1)+2a_f(2\cos^2\alpha_0-1)}}{1+k^2m+a_f}, \tag{5.181}$$

$$\frac{F_{min}}{2\,F_{mmax}} = \frac{F_m-\hat{F}_\sim}{2\,F_{mmax}}, \tag{5.182}$$

după cum urmează :

În figura 5.51 pentru $n=1{,}4$; $m=1$; $m=2$; $0<k<1$.
În figura 5.52 pentru $n=1{,}6$; $m=1$; $m=2$; $0<k<1$.
În figura 5.53 pentru $n=1{,}8$; $m=1$; $m=2$; $0<k<1$.
În figura 5.54 pentru $n=2$; $m=1$; $m=2$; $0<k<1$.

Din diagramele trasate rezultă că dacă s-ar urmări să se obțină o forță pulsatorie cît mai redusă, k ar trebui să fie cuprins între valorile 0,4 și 0,45. Deoarece însă se urmărește obținerea unei forțe medii cît mai mari și a unei forțe minime cît mai mari, valorile lui k trebuie să fie cuprinse între 0,55 și 0,6. În acest caz, α este cuprins între 56°30′ și 53°.

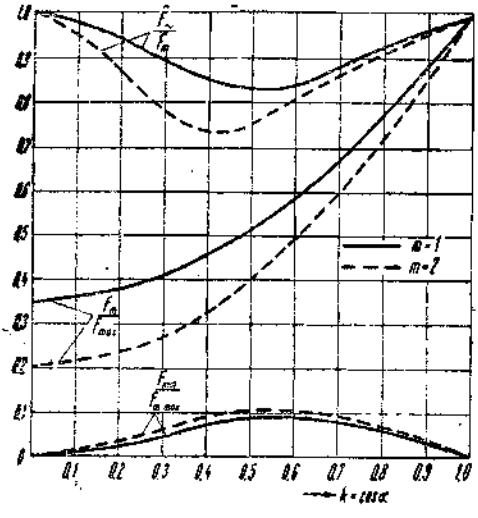


Fig. 5.51. Forțe dezvoltate de electromagnetul E ; $n=1{,}4$.

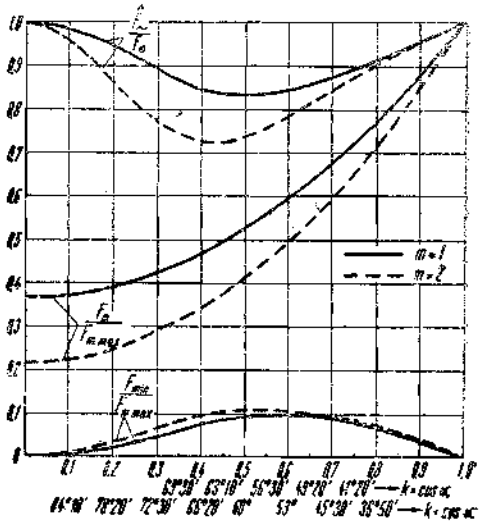


Fig. 5.52. Forțe dezvoltate de electromagnetul E ; $n=1{,}6$.

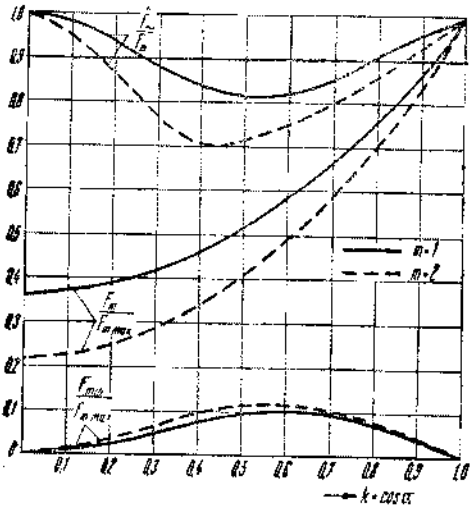


Fig. 5.53. Forțe dezvoltate de electromagnetul E ; $n=1,8$.

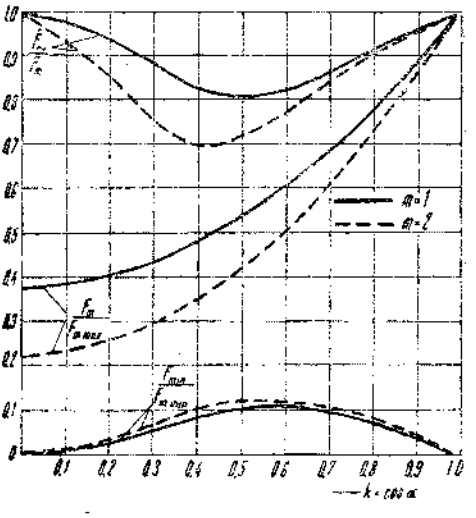


Fig. 5.54. Forțe dezvoltate de electromagnetul E ; $n=2$.

Electromagneții de formă T și U/3. În figura 5.55, *a*, este indicată schița unui electromagnet de forma T, prevăzut cu spire în scurtcircuit pe coloanele externe. Este de la sine înțeles că relațiile de calcul și concluziile deduse la electromagnetul de formă E sînt valabile și pentru electromagnetul de formă T, în ipoteza că armătura mobilă execută o mișcare de translație. La electromagnetul de forma U/3, indicat în figura 5.55,*b*, spira în scurtcircuit este plasată pe o singură coloană, iar armătura execută o mișcare de translație sau o mișcare de rotație cu axul de rotație *O* plasat în afara axului coloanei.

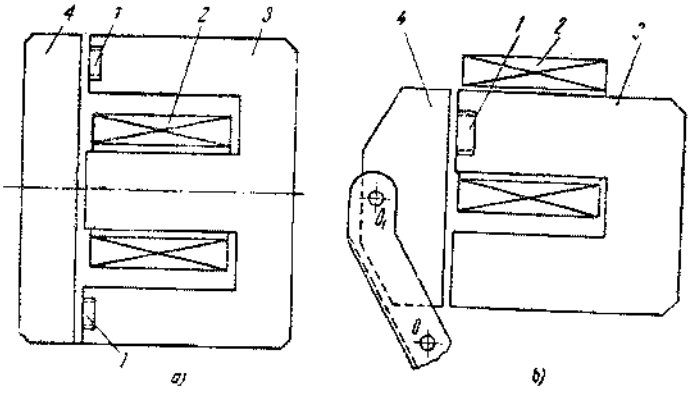


Fig. 5.55. Electromagneții T și U/3.

electromagnetului și cu posibilitate de așezare liberă (oscilație ușoară în jurul axului O_1) a armăturii mobile pe cea fixă. Dacă această ultimă condiție nu este îndeplinită, este necesar să se calculeze momente medii, maxime, minime, oscilante în raport cu axul O pentru fiecare coloană în parte.

Presupunînd condiția enunțată îndeplinită, relațiile de calcul ale electromagnetului U/3 derivă din cele ale electromagnetului E, cu observația că $n=2$ și deci că aria coloanei cu spiră în scurtcircuit este egală cu aria coloanei fără spiră. Se obțin astfel relațiile de calcul

$$A_2=mA_1, \text{ cu } 1<m<2, \tag{5.183}$$

$$A_1+A_2=A_0 \tag{5.184}$$

$$\hat{\Phi}_0 = \sqrt{\hat{B}_{A1}^2 A_1^2 (1+k^2m^2+2k^2m)},$$

$$\operatorname{tg} \alpha_0=\frac{km\sqrt{1-k^2}}{1+k^2m} \tag{5.185}$$

$$\hat{F}_{A2\sim} = F_{mA2}=F_{mA1}k^2m, \tag{5.186}$$

$$\hat{F}_{AO\sim}=F_{mAO}=F_{A1}\frac{k^2m(m+2)+1}{1+m} \tag{5.187}$$

$$F_{mmax}=2F_{mA1}(1+m) \tag{5.188}$$

$$\hat{F}_{\sim}=F_{mA1}\sqrt{1+k^4m^2+a_f^2+2k^2ma_f\cos 2(\alpha-\alpha_0)+2k^2m(2k^2-1)+ +2a_f(2\cos^2\alpha_0-1)}, \tag{5.189}$$

$$a_f=\frac{2(1+k^2m^2+2k^2m)}{1+m}. \tag{5.190}$$

Condițiile de funcționare optimă a electromagneților T și $A/3$ rămîn aceleași ca și la electromagnetul E, adică se ia $k \approx 0{,}55 - 0{,}6$.

În concluzie, pentru a calcula rezistența spirei în scurtcircuit la un electromagnet de curent alternativ, plecînd de la o valoare maximă admisă a inducției în aria neecranată, este necesar să se adopte o valoare optimă a defazajului între inducțiile, respectiv fluxurile, în aria neecranată și cea ecranată. Acest defazaj definit prin $\cos \alpha=k$ are valoarea de circa 0,7 numai în cazul electromagnetului de forma U/1 și U/2. În cazul electromagneților de forma E, T, U/3, defazajul optim definit prin $\cos \alpha=k$ are valori cuprinse între 0,55 și 0,6. Alegerea defazajului optim este dictată nu numai de obținerea unei forțe oscilante minime, dar și de obținerea unei forțe medii cît mai mari și a unei forțe minime cît mai mari.

5.3.2. Curentul în bobina de excitație

Bobina de excitație este parcursă de un curent total I cu o componentă reactivă și o componentă activă datorită pierderilor de putere activă.

Curentul de magnetizare se determină din legea circuitului magnetic

$$N\sqrt{2}\,I_\mu=\sum_{i=1}^{n}\hat{H}_i\,l_i,$$

unde $\hat{H}_i$ este cîmpul magnetic, iar l_i lungimea corespunzătoare de circuit magnetic a electromagnetului. Deci

$$I_\mu=\frac{\sum \hat{H}_i l_i}{\sqrt{2}\,N}. \tag{5.191}$$

Numărul de spire rezultă din relația ce leagă tensiunea indusă de flux și frecvență

$$N=\frac{\sqrt{2}E}{\omega\hat{\Phi}}. \tag{5.192}$$

Curentul activ (wattat) rezultă din relația

$$I_w=\frac{P_f+P_2}{E} \tag{5.193}$$

unde

$$P_f=p_f\,G_f,$$

p_f [W/kg] reprezentînd pierderi specifice pentru inducția aleasă și pentru o calitate dată a tolei, iar G_f reprezentînd greutatea miezului de fier.

$$P_2=R_2I_2^2=R_2\left(\frac{\hat{I}_2}{\sqrt{2}}\right)^2, \tag{5.194}$$

R_2 fiind rezistența, iar I_2 curentul spirei în scurtcircuit.

În figura 5.56 s-a reprezentat schema echivalentă *a* și diagrama fazorială *b* a curenților și tensiunilor unui electromagnet cu spira în scurtcircuit.

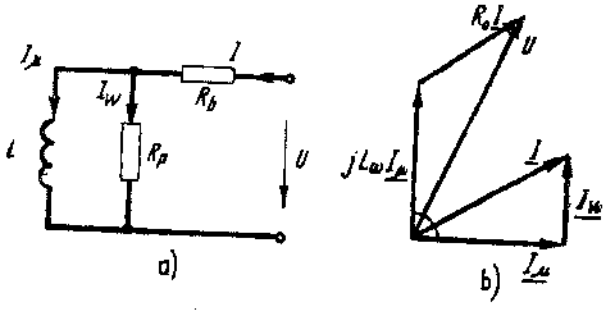


Fig. 5.56. Schema echivalentă (*a*) și diagrama fazorială (*b*) a electromagnetului cu spiră în scurtcircuit.

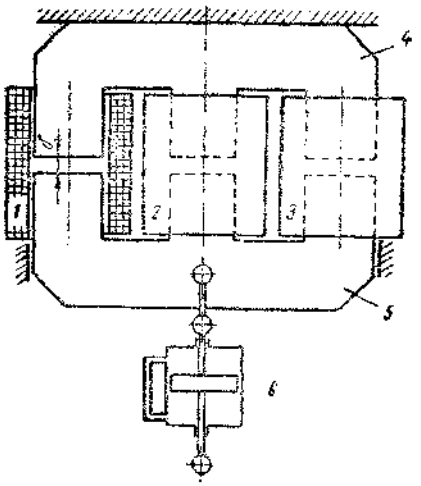


Fig. 5.57. Schița electromagnetului trifazat.

Curentul în bobină este

$$I=\sqrt{I_r^2+I_\omega^2}. \qquad (5.195)$$

5.3.3. Electromagnetul de curent alternativ trifazat

Acest tip de electromagnet se folosește în sistemele de frîne electrice cînd forța de frînare este apreciabilă, adică de ordinul sutelor și miilor de N. În aceste condiții este rațional ca electromagnetul să se realizeze trifazat pentru a se renunța la spira în scurtcircuit a electromagnetului monofazat. În figura 5.57 se reprezintă schița unui asemenea electromagnet. Întrefierul de grosime δ este prevăzut pe cele trei faze ale electromagnetului, iar bobinele *1*, *2*, *3*, conectate în stea sau în triunghi sînt racordate la o rețea de curent alternativ trifazat. Forța dezvoltată de un asemenea electromagnet are o valoare constantă în timp.

În adevăr, forțele care se exercită între armătura fixă *4* și cea mobilă *5* pe fiecare din cele trei coloane sînt

$$F_1=c\,\hat{I}^2\sin^2\omega t,$$

$$F_2=c\,\hat{I}^2\sin^2\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right), \qquad (5.196)$$

$$F_3=c\,\hat{I}^2\sin^2\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right).$$

Forța totală exercitată între armătură și cele trei coloane este $F_t=F_1+F_2+$

$$+F_3=c\,\hat{I}^2\left[\sin^2\omega t+\left(-\frac{1}{2}\sin\omega t-\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega t\right)^2+\left(-\frac{1}{2}\sin\omega t+\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\omega t\right)^2\right],$$

$$F_t=c\,\hat{I}^2\left[\sin^2\omega t+\frac{1}{4}\sin^2\omega t+\frac{2\sqrt{3}}{4}\sin\omega t\cos\omega t+\frac{3}{4}\cos^2\omega t+\frac{1}{4}\sin^2\omega t+\right.$$

$$\left.+\frac{3}{4}\cos^2\omega t-\frac{2\sqrt{3}}{4}\sin\omega t\cos\omega t\right],$$

$$F_t=\frac{3}{2}c\hat{I}^2. \qquad (5.197)$$

Forța totală care se exercită asupra armăturii este constantă și deci nu depinde de timp, dar punctul de aplicație al acestei forțe se deplasează pe armătură, deoarece pe rînd forța maximă trece de la o coloană la alta, ceea ce poate genera unele vibrații, dacă armătura mobilă nu este prevăzută cu ghidaje.

Relația (5.196) este valabilă în ipoteza proporționalității între inducția magnetică B și curentul de excitație al bobinei.

Deci dacă forța maximă în întrefierul unei coloane este

$$\hat{F}_c = \frac{\hat{B}^2 A}{2\mu_0} \tag{5.198}$$

forța constantă datorită acțiunii tuturor coloanelor este

$$F_t = \frac{3}{4} \cdot \frac{\hat{B}^2 A}{\mu_0} \tag{5.199}$$

Calculul de dimensionare al electromagnetului de curent alternativ trifazat privind curentul cerut de la rețea și pierderile în cupru și fier este identic cu cel al unei bobine trifazate cu miez de fier sau al unui transformator funcționînd în gol. Aceste chestiuni specifice sînt tratate în manualele de mașini electrice.

Pentru a amortiza șocurile la atragerea armăturii mobile între sarcină și armătura mobilă se așază un dispozitiv de amortizare *6*, cu aer comprimat.

5.3.4. Proiectarea electromagnetului de curent alternativ

Existența unor numeroase tipuri de electromagneți de curent alternativ face imposibilă stabilirea unei metode unice de proiectare valabilă pentru toate tipurile de electromagneți. Pentru proiectarea electromagnetului este necesar să se cunoască condițiile tehnice, conform standardelor, precum și condițiile de funcționare.

Condițiile tehnice impuse electromagneților de acționare, în conformitate cu STAS 4479-61, sînt:

Electromagnetul trebuie să atragă armătura la $U \geqslant 0{,}85\ U_n$.
Electromagnetul trebuie să elibereze armătura la $0{,}7\ U_n \geqslant U \geqslant 0{,}35\ U_n$.
Electromagnetul reține armătura cu ușoare vibrații la $U = 0{,}7\ U_n$.
Electromagnetul trebuie să funcționeze un timp nelimitat la $U = 1{,}05\ U_n$.

Condițiile de funcționare ale electromagnetului sînt precizate prin:

Tensiunea nominală	U_n [V]
Frecvența tensiunii de alimentare	f [Hz]
Forța de acționare (cu întrefier maxim)	F_a [kgf]
Forța portantă (minimă în poziție atras)	F_{mtn} [kgf]
Frecvența de conectare	$f_c \left[\frac{\text{conectări}}{\text{h}}\right]$

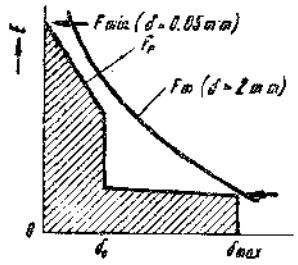


Fig. 5.58. Diagramele forțelor.

Durata relativă de conectare	D_c [%]
Cursa armăturii	δ_{max}
Mediul de lucru	aer, ulei.

Forța rezistentă la electromagneții cu mișcare de translație sau moment rezistent M_r la cei cu mișcare de rotație se indică sub forma unei diagrame în funcție de întrefierul δ (sau unghiul de rotație), ca în figura 5.58. Cînd electromagnetul se găsește în poziția deschis, adică cu întrefierul δ_{max}, efectul spirei în scurtcircuit este nul în întrefier și ca urmare forța exercitată în întrefier este pulsatorie, avînd și valori zero. În această poziție, dacă forța medie dezvoltată de electromagnet, denumită forța de acționare, depășește forța rezistentă, armătura electromagnetului va începe să se deplaseze. Mai departe, deplasarea se va produce și în momentele de zero ale forței, pe baza energiei cinetice acumulate anterior.

În poziția atras, adică cu întrefierul minimal, armătura mobilă nu posedă energie cinetică, iar pentru eliminarea vibrațiilor este necesar ca forța minimă, denumită și forța portantă, să fie superioară forței rezistente.

Etapele normale care se parcurg la proiectarea unui electromagnet sînt următoarele :

— calculul preliminar ;
— proiectarea electromagnetului cu materiale standardizate ;
— calculul de verificare.

În cele ce urmează se va expune metoda de proiectare și în paralel se vor efectua calculele pentru un electromagnet de formă E, pentru care se precizează următoarele condiții de funcționare :

Tensiunea nominală	U_n=380 V
Frecvența tensiunii de alimentare	f=50 Hz
Forța de acționare (cu întrefier maxim)	F_a=6 kgf
Forța portantă (minimă, cu întrefier minim)	F_{mtn}=12 kgf
Frecvența de conectare	$f_c=150\left[\frac{\text{conectări}}{\text{h}}\right]$
Durata relativă de conectare	D_c=0,6
Cursa armăturii	δ_{max}=10 mm
Mediul de lucru	aer.

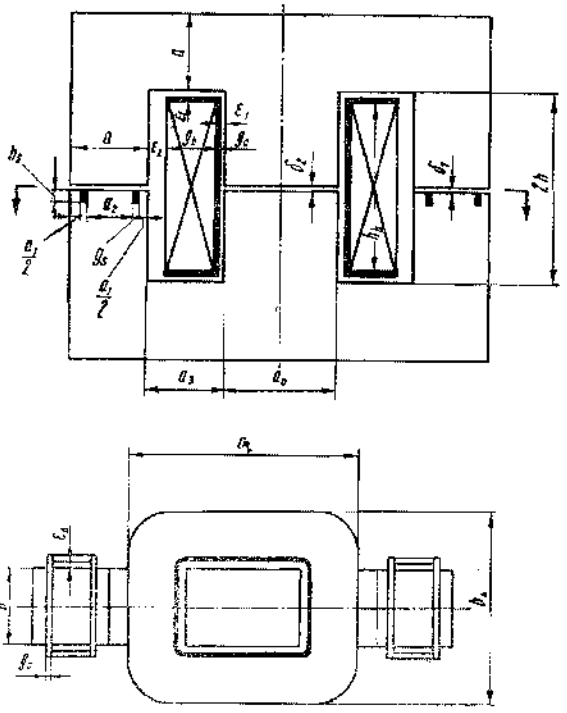


Fig. 5.59. Schița de proiect a electromagnetului E.

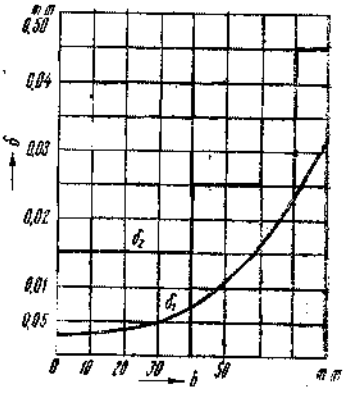


Fig. 5.60. Alegerea întrefierului δ_1 și δ_2.

În figura 5.59 se prezintă schița de principiu a electromagnetului cu armătura atrasă (întrefier minim). Pe această schiță se indică cu litere dimensiunile principale ale electromagnetului. În figura 5.60 se indică întrefierul recomandabil atît pentru coloanele externe cît și pentru coloana centrală, iar în figura 5.61 se dau valori pentru inducția maximă, în aria neecranată, în funcție de frecvențe de conectare și de durata relativă de conectare. Calculul preliminar al electromagnetului se urmărește în tabela 5.3. În tabela 5.4 se arată proiectarea aceluiași electromagnet, pe baza materialelor standardizate.

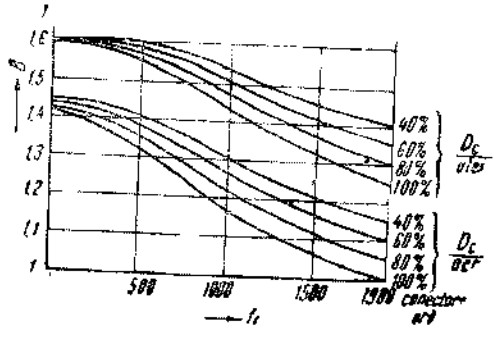


Fig. 5.61. Alegerea inducției magnetice.

TABELA 5.3

Calculul preliminar al unui electromagnet de tip E de curent alternativ

Nr. crt.	Metoda de calcul	Rezultatul
1	*Alegerea inducției magnetice și raportul ariilor* Inducția maximă $\hat{B}_{A1}$ în aria necrănată se alege în funcție de durata de conectare și frecvența de conectare, conform diagramei din figura 5.61	$\hat{B}_{A1}=1{,}43$T
	Raportul $\frac{A_2}{A_1}=m$ se alege cuprins între 1 și 2	$m=1{,}5$
	Raportul $\frac{A_0}{A_1+A_2}=n$ se alege cuprins între 1,5 și 2,5.	$n=2$
	Raportul $k=\frac{\hat{B}_{A2}}{\hat{B}_{A1}}$ din curbele figurii 5.54	$k=0{,}58=\cos\alpha$; $\alpha=55{,}4°$
	Inducția în aria crănată $\hat{B}_{A2}=k\cdot\hat{B}_{A1}$	$\hat{B}_{A2}=0{,}58\cdot 1{,}43=0{,}829$ T
2	*Forța medie în aria A_1* $a_f=\frac{2}{n}\frac{1+\frac{k^2m^2+2k^2m}{1+m}}{}$, relația (5.173)	$a_f=\frac{2}{2}\frac{1+0{,}58^2\cdot 1{,}5^2+2\cdot 0{,}58^2\cdot 1{,}5}{1+1{,}5}=1{,}105$
	$\operatorname{tg}\alpha_0=\frac{km\sqrt{1-k^2}}{1+k^2m}$, relația (5.178)	$\operatorname{tg}\alpha_0=\frac{0{,}58\cdot 1{,}5\sqrt{1-0{,}58^2}}{1+0{,}58^2\cdot 1{,}5}=0{,}471$; $\alpha_0=25{,}2°$; $\cos\alpha_0=0{,}904$
3	*Forța minimă*. Aceasta trebuie asigurată la $0{,}85\ U_n$. Cu această condiție îndeplinită electromagnetul poate să mențină, în general, armătura și la $0{,}7\ U_n$, cu ușoare vibrații	

	$F_{min}=F_m-\hat{F}\sim$, conform figurii 5.50, *b* și relațiilor (5.177) și (5.179) rezultă :	$F_{min}=12\cdot 9{,}81=117{,}8$ N
	$$F_{m\,A_1}=\frac{1}{0{,}85^2}\cdot\frac{1}{2}\cdot\frac{F_{min}}{1+k^2m+a_f-\sqrt{1+k^2m^2+a_f^2+}}$$ $$\frac{F_{min}}{+2k^2a_fm\cos 2(\alpha-\alpha_0)+2a_f(\cos^2\alpha_0-1)+2k^2m(2k^2-1)}$$	$$F_{m\,A_1}=\frac{1}{0{,}85^2}\cdot\frac{1}{2}\cdot\frac{117{,}8}{1+0{,}58^2\cdot 1{,}5+1{,}105-\sqrt{4{,}08}}=138{,}5\text{ N}$$ $$\sqrt{1+0{,}58^4\cdot 1{,}5^2+1{,}105^2+2\cdot 0{,}58^2\cdot 1{,}105\cdot}$$ $$\cdot 1{,}5\cos 2(55{,}4-25{,}2)+2\cdot 0{,}58^2\cdot 1{,}5(2\cdot 0{,}58^2-1)+2\cdot$$ $$\cdot 1{,}105(2\cdot 0{,}904^2-1)=\sqrt{4{,}08}$$
	Armătura electromagnetului execută o cursă într-un plan orizontal, astfel încît forța de frecare corespunzătoare greutății armăturii se poate neglija în calculul preliminar. Dacă armătura se deplasează într-un plan vertical trebuie ținut seama de forța gravitațională chiar în calculul preliminar	
4	*Ariile* A_1, A_2, A_0, A Aria necranată $A_1=\dfrac{4\mu_0F_{m\,A_1}}{\hat{B}_{A1}^2}$ Aria ecranată $A_2=m\cdot A_1$ Aria coloanei laterale $A=(1{,}2\ldots 1{,}4)\,(A_1+A_2)$ Aria coloanei laterale $A_0=n(A_1+A_2)$	$A_1=\dfrac{4\cdot 4\pi\cdot 10^{-7}\cdot 138{,}5}{1{,}43^2}=3{,}42\cdot 10^{-4}$ m^2 $A_2=1{,}5\cdot 3{,}42=5{,}13$ cm^2 $A=1{,}2(3{,}42+5{,}13)=10{,}25$ cm^2 $A_0=2(3{,}42+5{,}13)=16{,}1$ cm^2
5	*Fluxuri și inducții* $\hat{\Phi}_{A1}=\hat{B}_{A1}\cdot A_1$ $\hat{\Phi}_{A2}=\hat{B}_{A2}\cdot A_2$ $\hat{\Phi}_0=\sqrt{\hat{\Phi}_{A1}^2+\hat{\Phi}_{A2}^2+2k\hat{\Phi}_{A1}\hat{\Phi}_{A2}}$ $\hat{B}_1=\dfrac{\hat{\Phi}_0}{A_1\cdot f_t}$ $\hat{B}_2=\dfrac{2\hat{\Phi}_0}{A_0f_t}$ Pentru tole neizolate de 0,5 mm grosime se ia factorul de umplere $f_t=0{,}95$	$\hat{\Phi}_{A1}=1{,}43\cdot 3{,}42\cdot 10^{-4}=4{,}89\cdot 10^{-4}$ Wb $\hat{\Phi}_{A2}=0{,}829\cdot 5{,}13\cdot 10^{-4}=4{,}26\cdot 10^{-4}$ Wb $\hat{\Phi}_0=\sqrt{4{,}89^2+4{,}26^2+2\cdot 0{,}58\cdot 4{,}89\cdot 4{,}26\cdot 10^{-4}}=$ $=8{,}14\cdot 10^{-4}$ Wb $\hat{B}_1=\dfrac{8{,}14\cdot 10^{-4}}{10{,}25\cdot 10^{-4}\cdot 0{,}95}=0{,}835$ T $\hat{B}_2=\dfrac{2\cdot 8{,}14\cdot 10^{-4}}{16{,}1\cdot 10^{-4}\cdot 0{,}95}=1{,}065$ T

TABELA 5.3 (continuare)

Nr. crt.	Metoda de calcul	Rezultatul
6	*Reluctanța echivalentă* Din diagrama din figura 5.60 se alege : — întrefierul δ_1 pe coloana laterală, în poziția închis — întrefierul δ_2 pe coloana centrală, în poziția închis — Grosimea pachetului de tole $b \approx (0,8 \ldots 1)\ \sqrt{A_0}$. Pachetul de tole rezultă de secțiune pătrată $a=b$. Permeabilitățile μ_1 și μ_2 se deduc din curba de magnetizare În ipoteza că fereastra are ca dimensiuni $2h=2,5\ a$ și $a_3=a$ avem : $$R_e=\frac{\delta_2}{\mu_0 A_0}+\frac{\delta_1}{2\mu_0(A_1+A_2)}+\frac{7\div n}{2\mu_2 nb\cdot f_t}+\frac{3,25}{\mu_1\cdot b\cdot f_t}$$ Demonstrația relației R_e se află în anexa 5.5.3	$\delta_1=8\cdot10^{-5}$m $\delta_2=3\cdot10^{-4}$m $b=\sqrt{16,1}=4,02$ cm ; se alege $b=4,1$ cm Zona | Φ [Wb] | A_f [m²] | B [T] | $\left[\frac{H}{m}\right]$ | $\left[\frac{\mu}{H/m}\right]$ jug+coloana laterală: $8,14\cdot10^{-4}$ | $9,73\cdot10^{-4}$ | 0,835 | 210 | $3,97\cdot10^{-3}$ coloana centrală: $10,28\cdot10^{-4}$ | $15,3\cdot10^{-4}$ | 1,065 | 365 | $3,43\cdot10^{-3}$ $$R_e=\frac{3\cdot10^{-4}}{4\cdot10^{-7}16,1\cdot10^{-4}}+\frac{8\cdot10^{-5}}{2\cdot4\cdot10^{-7}8,55\cdot10^{-4}}+$$ $$+\frac{7\div2}{2\cdot3,43\cdot10^{-3}4,1\cdot10^{-2}0,95}+\frac{3,25}{3,97\cdot10^{-3}4,1\cdot10^{-2}0,95}$$ $R_e=(1,48+0,37\div0,336\div0,21)10^5=2,39610^5$ A/Wb
7	*Numărul de spire* $$N\approx\frac{\sqrt{2}U}{2\cdot\omega\cdot\Phi_0}$$ *Curentul de magnetizare în poziția închis* $$I_\mu=\frac{2\Phi R_e}{\sqrt{2}N}$$	$N=\frac{\sqrt{2}\cdot380}{2\cdot2\pi\cdot50\cdot8,14\cdot10^{-4}}\approx1\ 050$ spire $I_\mu=\frac{2\cdot8,14\cdot10^{-4}\cdot23,96\cdot10^4}{2\cdot1050}=0,26$ A
8	*Rezistența spirei ecran* $$R_2=\frac{\omega\mu_0 A_2}{\delta_1\frac{(\hat{B}_{A1})_2}{\hat{B}_{A2}}}=\frac{\omega\cdot\mu_0 A_2}{\delta_1 tg\alpha}$$	$R_2=\frac{2\pi\cdot50\cdot4\pi\cdot10^{-7}\cdot5,13\cdot10^{-4}}{8\cdot10^{-5}\cdot1,455}=1,74\cdot10^{-3}\Omega$

Calcule de verificare. Cu dimensiunile principale stabilite și după alegerea materialelor standardizate se efectuează următoarele calcule de verificare:

— diagrama forței în funcție de cursă;

— încălzirea electromagnetului.

Diagrama forței în funcție de cursă $F=f(\delta)$. La această diagramă se disting două zone, care depind de întrefierul δ. Pentru fiecare zonă există o schemă echivalentă de calcul pentru circuitul magnetic și formule specifice pentru calculul forței dezvoltate. Cele două zone sînt: zona întrefierurilor mici și zona întrefierurilor mari.

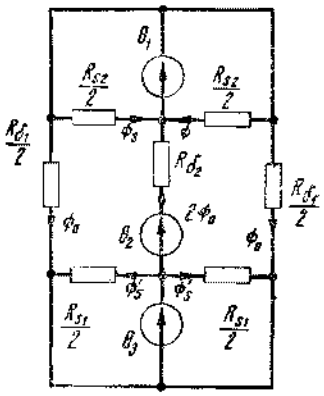


Fig. 5.62. Schema echivalentă în poziția deschis.

Zona întrefierurilor mici se întinde de la întrefierul minimal (în poziția închis) pînă la un întrefier de 0,5 — 0,8 mm. Caracteristic acestei zone este influența spirei ecran asupra repartiției fluxurilor în întrefier.

Interesant pentru această zonă este numai poziția „atras" a armăturii, adică δ_{min}, pentru care se vor calcula, cu dimensiunile alese, următoarele mărimi:

— forța minimă la 0,85 U_n;

— forța medie la 0,35 U_n;

— curentul absorbit de bobină, calculat cu relația (5.195).

Condiția ca electromagnetul să mențină armătura la 0,7 U_n, admițîndu-se vibrații, nu poate fi verificată teoretic exact. În general, un electromagnet care îndeplinește condiția tehnică 0,85 U_n, verifică în practică și la 0,7 U_n.

Zona întrefierurilor mari este cuprinsă între $\delta=0{,}5-0{,}8$ mm și întrefierul maximal. Ipotezele de calcul pentru această zonă sînt:

— influența spirei ecran este neglijabilă (calculele se execută făcînd abstracție de spiră);

— reluctanțele în fier sînt neglijabile față de reluctanțele în întrefierurii;

— fluxurile de dispersie nu mai pot fi neglijate.

Schema echivalentă de calcul este dată în figura 5.62 și corespunde fluxurilor indicate în figura 5.11.

Pentru calculul forței și apoi verificarea la încălzire trebuie trasate diagramele $2\hat{\Phi}_0=f(\delta)$ și $I=f(\delta)$, în care I este curentul absorbit de electromagnet. Aceste diagrame se trasează prin rezolvarea — de obicei grafică — a următorului sistem de ecuații:

$$\sqrt{2}E-N\omega 2\hat{\Phi}_0$$

în care

$$E=\sqrt{U^2-R_b^2 I_a^2},$$

TABELA 5.4

Proiectarea electromagnetului de tip E cu materiale standardizate

Nr. crt.	Metoda de calcul	Rezultatul
1	*Dimensiunile poliilor* (fig. 5.59) $a_1=\frac{A_1}{b}$ $a_2=\frac{A_2}{b}$ $a_0=\frac{A_0}{b}$	$a_1=\frac{3,42}{4,1}=0,834$ cm$\approx$0,84 cm $a_2=\frac{5,13}{4,1}=1,25$ cm $a_0=\frac{16,1}{4,1}=3,9$ cm
2	*Numărul de tole* n_t. Pachetul de tole se execută din tole cu grosimea $g_t=0,5$ mm, cu excepția tolei marginale care are o grosime $g_{tm}=1$ mm. Factorul de umplere $f_t=0,95$. $n_t=\frac{b-2g_{tm}}{g_t}f_t$	$n_t=\frac{41-2\cdot1}{0,5}\cdot0,95=74$ tole
3	*Dimensiunile spirei ecran.* Se adoptă grosimea spirei ecran $g_s=1,3$ mm și se determină lungimea medie a spirei ecran $l_m=2(b+a_2+2\,v_3+2\,g_s)$ Aria secțiunii transversale $A_s=\rho_{20}[1+\alpha_R(120-20)]\cdot\frac{l}{R_2}$ $h_s=\frac{A_s}{g_s}$	$l_m=2(41+12,5+2\cdot1,5+2\cdot1,3)=118,2$ mm $A_s=\frac{1}{56}(1+0,004\cdot100)\ \frac{0,1182}{0,00174}=1,71$ mm^2 $h_s=\frac{1,71}{1,3}=1,315$ mm Se alege dimensiunea unei table normalizate $h_s=1,3$ mm

4	*Lățimea polului cu spiră ecran* $a=a_1+a_2+2C_s$ Canalul spirei: $C_s=g_s+$joc	$a=8,4+12,5+2\cdot1,4=23,7$ mm$\approx$24 mm $C_s=1,3+0,1=1,4$ mm
5	*Bobina electromagnetului* Aria secțiunii transversale a conductorului $A_c=\frac{I\mu}{J}$; $J=(1,5\ldots2)\ \frac{A}{mm^2}$ Diametrul conductorului $d_c=\sqrt{\frac{4A_c}{\pi}}$ Diametrul conductorului izolat d_{cs} Factorul de umplere ideal la dispoziția conductoarelor în straturi suprapuse cu izolație de hîrtie de grosime $\delta_h=0,1$ mm $f_{ui}=\frac{A_c}{d_c(d_c+\delta_h)}$ Factorul de umplere real, cu $k_u\approx0,9$, $f_u=k_uf_{ui}$ Aria transversală a bobinei $A_b=\frac{N\cdot A_c}{f_u}$ Grosimea g_b a bobinei se determină în funcție de A_b și de înălțimea h_b a bobinei $g_b=\sqrt{\frac{A_b}{h_b}}$, $h_b\approx(2,5\ldots3)g_b$ Înălțimea bobinei $h_b=3g_b$	$A_c=\frac{0,26}{1,5\ldots2}=(0,173\ldots0,13)$ mm^2; $A_c=0,1385$ mm^2 $d_c=\sqrt{\frac{4\cdot0,1384}{\pi}}=0,42$ mm $d_{ci}=0,46$ mm izolație cu email $f_{ui}=\frac{0,1385}{0,42(0,43+0,1)}=0,635$ $f_u=0,9\cdot0,635=0,57$ $A_b=\frac{1050\cdot0,1385}{0,57}=255$ mm^2 $g_b=\sqrt{\frac{255}{2}}=9,2$ mm$\approx$10 mm $h_b=3\cdot10=30$ mm
6	*Fereastra electromagnetului* *Lățimea ferestrei* (v. fig. 5.59) $a_3=g_b+g_c+\varepsilon_1+\varepsilon_2$ *Înălțimea ferestrei* $2h=h_b+2g_b+2\varepsilon_1$	$a_3=10+2+2+5=19$ mm $2h=30+2\cdot2+2\cdot2=38$ mm

deci

$$\sqrt{U^2-R_b^2\ I_a^2}=\frac{N\omega\ 2\hat{\Phi}_0}{\sqrt{2}}, \tag{5.200}$$

cu R_b — rezistența bobinei calculate la temperatura admisibilă clasei de izolație a materialelor izolante și

$$\sqrt{2}I_\mu=R_e 2\hat{\Phi}_0. \tag{5.201}$$

Pentru $\delta>2-3$ mm, în general $I_w\ll I_\mu$ și deci calculul poate fi condus în ipoteza $I\approx I_\mu$, iar reluctanța echivalentă R_e se calculează rezolvînd circuitul din figura 5.62.

Folosind diagrama $2\hat{\Phi}_0=f(\delta)$ se poate ridica zona b a diagramei $F=f(\delta)$. Această din urmă diagramă reprezintă forța medie calculată cu fluxul util corespunzător fiecărui întrefier, prin flux util înțelegîndu-se fluxul care produce forță de atracție asupra armăturii mobile a electromagnetului.

Verificarea se face suprapunînd curba forței active peste cea a forței rezistente, dată prin temă, și comparînd forțele, iar în cazul în care cele două curbe se intersectează se va face și un bilanț energetic pentru a verifica dacă electromagnetul își atrage armătura mobilă.

Încălzirea electromagnetului. Diagrama $I_a=f(\delta)$ indică curentul maxim absorbit de electromagnet pentru $\delta=\delta_{max}$. Curentul absorbit la pornire are alura din figura 5.63.

Durata regimului tranzitoriu depinde de mărimea electromagnetului și de mecanismul antrenat de el și variază, în general, între 1 și 3 semiperioade.

Cu o aproximație suficientă, variația valorii eficace a curentului pentru un regim de funcționare intermitent este cea reprezentată în figura 5.64, în care :

I_p este curentul absorbit în poziția deschis ;
I_a — curentul în poziția atras ;
t_p — 0,01—0,03 s — durata regimului tranzitoriu ;
$T = \frac{3\,600}{f_c}$ — durata unui ciclu ;
$t_1 = D_c T$ — durata de lucru.

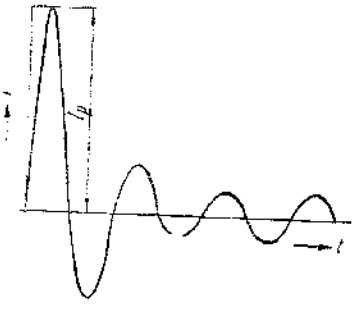


Fig. 5.63. Diagrama $i=f(t)$.

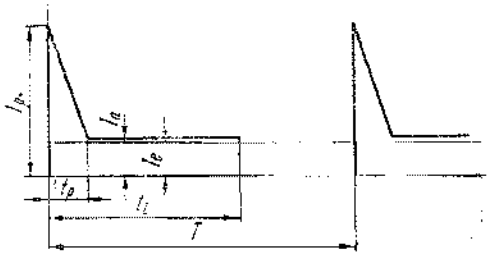


Fig. 5.64. Curentul echivalent în bobină.

Calculul încălzirii se face cu un curent echivalent, de valoare eficace constantă, după indicațiile din capitolul 3.6.

Curentul echivalent se determină scriind egalitatea energiilor transformate prin efect Joule în căldură

$$\int_0^T R_b I^2 dt = \int_0^{t_c} R_b i^2 dt$$

sau

$$I_e^2 T = \int_0^{t_p} i_1^2 dt + \int_0^{t_1 - t_p} i_2^2 \, dt = \int_0^{t_p} i_1^2 dt + I_a^2 (t_1 - t_p). \tag{5.202}$$

Verificarea termică constă în compararea temperaturii maxime a bobinei cu temperatura admisibilă dată de norme pentru tipul de aparat și clasa de izolație.

Relații de similitudine la electromagneți. Întrucît electromagnetul proiectat se abate de la parametrii inițiali propuși, este necesar ca prin experimentare să se aducă corecțiile necesare. În acest mod se obține un prototip de electromagnet care poate servi *ca model* pentru executarea unor electromagneți cu alți parametri. Se notează fără accent mărimile *modelului* și cu accent mărimile *magnetului nou*. Coeficientul de proporționalitate al dimensiunilor liniare fiind c, expresia $l' = cl$ arată noua dimensiune liniară în funcție de cea veche. În tabela 5.5 se indică relațiile de similitudine corespunzătoare. Notațiile suplimentare din tabelă sînt: m — masa armăturii; γ — masa unității de volum; V — volumul armăturii; c_N — coeficientul de proporționalitate al numărului de spire.

5.4. PROBLEME

1. Se cere să se calculeze forța dezvoltată în întrefierul unui electromagnet plonjor de curent continuu ca în figura 5.27 pentru care se cunosc datele:

$m = 40$ mm
$l = 30$ mm
$2r_1 = 36$ mm
$\delta = 2$ mm

$B_1 = 0{,}8$ T (inducția magnetică la baza plonjorului). Se neglijează fluxul de umflări.

TABELA 5.5

Relații de similitudine

Nr. crt.	Mărimea	Magnetul model	Magnetul nou
1	Solenația (Amperspirele)	$Ni=Hl$	$Hcl=cNi$, deoarece $H'=H$
2	Fluxul	$\Phi=\frac{Ni}{R_m}=\frac{Ni}{\frac{l}{\mu A}}$	$\Phi'=\frac{cNi}{\frac{cl}{\mu c^2 A}}=c^2\Phi$
3	Inductivitatea	$L=N^2\Lambda=N^2\frac{\mu A}{l}$ $L=\frac{N\Phi}{i}$	$L'=N'^2\frac{\mu c^2 A}{cl}=cL$, dacă $N'=N$ $L'=\frac{N'\Phi'}{i'}=\frac{N'c^2\Phi}{i}=c_N c^2 L$, dacă $i'=i$
4	Energia magnetică	$W_m=\frac{1}{2}\frac{\Phi^2}{\mu A}\delta$	$W'_m=\frac{1}{2}\frac{c^4\Phi^2}{\mu c^2 A}c\delta=c^3\cdot W_m$
5	Forța	$F=\frac{\Phi^2}{2\mu_0 A}$	$F'=\frac{c^4\Phi}{2\mu_0 c^2 A}=c^2F$
6	Lucrul mecanic, energia	$W=Fl$	$W'=c^2Fcl=c^3\cdot W$
7	Accelerația armăturii	$a=\frac{F}{m}=\frac{F}{\gamma V}$	$a'=\frac{c^2F}{\gamma c^3 V}=\frac{a}{c}$

2. Se cere să se deseneze diagrama forței dezvoltată de un electromagnet plonjor de curent continuu ca cel din figura 5.28 pentru care se cunosc următoarele date :

$m=30$ mm
$x=(1\div10)$ mm
$2r_1=60$ mm
$\alpha=60°$
$B_1=0{,}7$ T (inducția magnetică la baza plonjorului). Se neglijează fluxul de umflări în întrefier.

3. Aceeași problemă ca la 2 dar cu $\alpha=45°$. Se neglijează fluxul de umflări în întrefier.

4. Aceeași problemă ca la 2 dar cu $\alpha=0°$. Se neglijează fluxul de umflări în întrefier.

5. Se cere să se calculeze solenația necesară și forța dezvoltată de un electromagnet de curent continuu ca cel din figura 5.9, *a* pentru care se cunosc datele:

B =0,6 T
$A = a \times b = 40 \times 40$ mm² (aria polului)
l =100 mm. Se consideră lungimea bobinei egală cu lungimea coloanei
m =80 mm
$\delta_1 = \delta_2 = 5$ mm.

Se neglijează fluxul de umflări în întrefier și tensiunea magnetică în fier. Se consideră fluxul de dispersie între coloane.

6. Se cere să se calculeze rezistența spirei în scurtcircuit a unui electromagnet de curent alternativ monofazat de tipul U/I, ca cel din figura 5.43, pentru care se cunosc datele:

f =50 Hz
A_2=4 cm²
δ =0,05 mm
k =cos α=0,7

7. Pentru electromagnetul de la 6 se cere să se calculeze forțele maximă, medie, minimă. Se cunosc datele suplimentare:

m=1, varianta I
m=2, varianta II.

5.5. ANEXE DE CALCUL

ANEXA 5.5.1.

Calculul forței oscilante totale $\hat{P}_{\sim}$, relația (5.189)

Din reprezentarea grafică a forțelor, figura 5.50, *a*, prin proiectarea forțelor pe cele două axe, s-au obținut componentele forței oscilante totale

$$F_{y\sim} = 2(F_{mA1} + F_{mA2} \cos 2\alpha + F_{mA0} \cos 2\alpha_0)$$
$$F_{x\sim} = 2(F_{mA2} \sin 2\alpha + F_{mA0} \sin 2\alpha_0).$$

Forța oscilantă totală este

$$\hat{F}_{\sim} = \sqrt{F_{x\sim}^2 + F_{y\sim}^2} = \sqrt{4F_{mA2}^2 \sin^2 2\alpha + 4F_{mA0}^2 \sin^2 2\alpha_0 + 8F_{mA2} F_{mA0} \sin 2\alpha \sin 2\alpha_0 +}$$
$$+ 4F_{mA1}^2 + 4F_{mA2}^2 \cos^2 2\alpha + 4F_{mA0}^2 \cos^2 2\alpha_0 + 8F_{mA1} F_{mA2} \cos 2\alpha + 8F_{mA1} F_{mA0} \cos 2\alpha_0 +$$
$$+ 8F_{mA2} F_{mA0} \cos 2\alpha \cos 2\alpha_0 = \sqrt{4F_{mA1}^2 + 4F_{mA2}^2 + 4F_{mA0}^2 + 8F_{mA2} F_{mA0} \cos 2(\alpha - \alpha_0) +}$$
$$+ 8F_{mA1} F_{mA2} \cos 2\alpha + 8F_{mA1} F_{mA0} \cos 2\alpha_0.$$

Acum se înlocuiesc forțele $2F_{mA2}$ și $2F_{mA0}$ funcție de $2F_{mA1}$, conform relațiilor (5.169) și (5.173) și cos $2\alpha=2\cos^2\alpha-1=2k^2-1$, iar cos $2\alpha_0=2\cos^2\alpha_0-1$. Se obține

$$\hat{F}_{\sim}=2F_{mA1}\sqrt{1+k^4m^2+a_f^2+2k^2ma_f\cos 2(\alpha-\alpha_0)+2k^2m(2k^2-1)+2a_f(2\cos^2\alpha_0-1)}.$$

ANEXA 5.5.2

Calculul tg α_0, relația (5.178)

Din diagrama fazorială a figurii 5.44 se scrie

$$\hat{\Phi}_{A1}\sin\alpha_0=\hat{\Phi}_{A2}\sin(\alpha-\alpha_0),$$

dar

$$\sin(\alpha-\alpha_0)=\sin\alpha\cos\alpha_0-\cos\alpha\sin\alpha_0,$$

deci

$$\hat{\Phi}_{A1}\sin\alpha_0=\hat{\Phi}_{A2}\sin\alpha\cos\alpha_0-\hat{\Phi}_{A2}\cos\alpha\sin\alpha_0$$

cu cos $\alpha=k$ și sin $\alpha=\sqrt{1-k^2}$,

$$\sin\alpha_0(\hat{\Phi}_{A1}+\hat{\Phi}_{a2}k)=\hat{\Phi}_{A2}\sqrt{1-k^2}\cos\alpha_0,$$

$$\operatorname{tg}\alpha_0=\frac{\hat{\Phi}_{A2}\sqrt{1-k^2}}{\hat{\Phi}_{A1}+\hat{\Phi}_{A2}k}=\frac{\hat{\Phi}_{A2}\sqrt{1-k^2}}{\hat{\Phi}_{A2}\left(\dfrac{\hat{\Phi}_{A1}}{\hat{\Phi}_{A2}}+k\right)}.$$

Raportul

$$\frac{\hat{\Phi}_{A1}}{\hat{\Phi}_{A2}}=\frac{\hat{B}_{A1}A_1}{\hat{B}_{A2}A_2}=\frac{\hat{B}_{a1}A_1}{\hat{B}_{A1}k\,mA_1}=\frac{1}{km},$$

În final:

$$\operatorname{tg}\alpha_0=\frac{\sqrt{1-k^2}}{\dfrac{1}{km}+k}=\frac{km\sqrt{1-k^2}}{1+k^2m}.$$

ANEXA 5.5.3

Reluctanța echivalentă a unui electromagnet de formă E în poziția închis

Pentru calculul preliminar al electromagnetului se admit următoarele ipoteze simplificatoare:

— grosimea coloanei este aproximativ egală cu lățimea ferestrei, adică $a\approx a_3$;

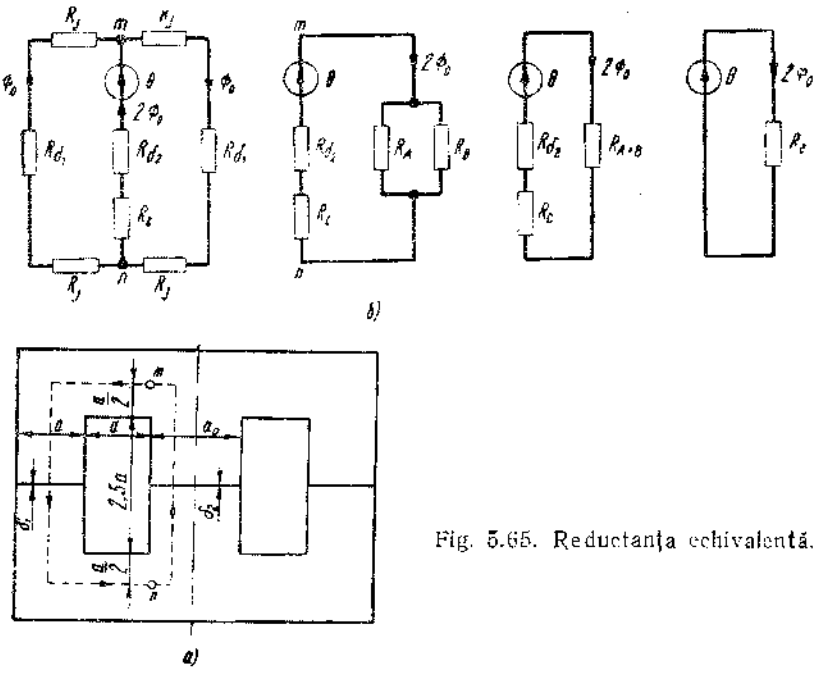


Fig. 5.65. Reductanța echivalentă.

— înălțimea ferestrei este aproximativ egală cu de 2,5 ori lățimea ferestrei, adică $h=2{,}5\,a$;

— întrefierul fiind foarte mic în poziția închis, se neglijează fluxul de scăpări între coloane și nu se consideră umflarea liniilor de cîmp magnetic în întrefier ;

— la electromagneții de curent alternativ în scurtcircuit se face abstracție de existența a două fluxuri decalate între ele în întrefierul corespunzător polilor cu spiră în scurtcircuit.

În aceste condiții schița electromagnetului este indicată în figura 5.65, *a*, iar circuitul echivalent în figura 5.65. *b*. Reluctanța echivalentă rezultă

$$R_e = R_{\delta 2} + R_c + R_{A+B} = R_{\delta 2} + R_c + \frac{2R_J + R\delta_1}{2}$$

sau

$$R_e = R_{\delta 2} + \frac{R_{\delta 1}}{2} + R_c + R_4$$

unde se notează cu

$$R_{\delta 2} = \frac{\delta_2}{\mu_0 A_0}$$

$$R_{\delta 1} = \frac{\delta_1}{\mu_0 (A_1 + A_2)},$$

A_0 — aria secțiunii transversale în coloana centrală ;
$A_1 \div A_2$ — aria în întrefier într-o coloană laterală ;
A — aria secțiunii transversale într-o coloană laterală ;
f_t — factorul de umplere.

$$R_c = \frac{l_c}{\mu_2 A_1 f_t} = \frac{3{,}5a \div \frac{1}{2} a_0}{\mu_2 A_0 f_t} = \frac{7 \frac{a_0}{n} \div a_0}{2\mu_2 a_0 b f_t} = \frac{7 \div n}{2\mu_2 n b f_t}$$

Observație. Deoarece în această fază a calculului nu se cunoaște valoarea lui a, se ia $a \approx (a_1 + a_2)$

$$R_f = \frac{l_f}{\mu_1 A_0 f_t} = \frac{3{,}25\ a}{\mu_1 A b f_t} = \frac{3{,}25}{\mu_1 b f_t}.$$

Se poate acum exprima

$$R_\epsilon = \frac{\delta_2}{\mu_0 A_0} + \frac{\delta_1}{2\mu_0 (A_1 + A_2)} + \frac{7 \div n}{2\mu_2 n b f_t} + \frac{3{,}25}{\mu_1 b f_t}.$$

6

ARCUL ELECTRIC ÎN APARATELE DE COMUTAȚIE

La deconectarea circuitelor electrice în sarcină, între contactele aparatelor de conectare (întreruptoare, contactoare, siguranțe fuzibile) apare un arc electric ai cărui parametri (durată, tensiune, densitate de curent) depind de condițiile locale care există în camera de stingere, în care se află contactele electrice. Existența arcului electric între contactele aparatelor electrice conduce la o solicitare suplimentară, în afara solicitărilor electrodinamice și termice la curenți normali, de suprasarcină sau de scurtcircuit. Solicitarea suplimentară este cauzată de temperatura ridicată ce există în coloana și la piciorul arcului electric. Este de la sine înțeles că pentru a reduce efectele acestei suprasolicitări (ardere, încălzire) asupra diferitelor părți componente, conductoare sau izolante, ale aparatelor electrice, este necesar ca durata arcului electric să fie redusă la minimum în procesul deconectării circuitelor electrice.

Trebuie menționat că și la închiderea circuitelor electrice, apare un arc electric între contactul fix și cel mobil, cu un efect termic neînsemnat, ținînd seama de viteza mare la închidere a contactului mobil și de rigiditatea dielectrică ridicată în camera de stingere, la acest proces.

6.1. LOCUL ARCULUI ELECTRIC ÎN CADRUL DESCĂRCĂRILOR ÎN GAZE

În condiții normale și la intensități reduse ale cîmpului electric, gazele sînt perfect izolante. Dar chiar la tensiuni reduse, un gaz poate deveni conductor electric, în prezența unui ionizator cum sînt razele Röntgen. Fenomenele de conducție electrică în gaze sînt numeroase: descărcări luminiscente, scîntei, arc electric.

În figura 6.1 se indică diagrama densității de curent în funcție de tensiunea aplicată unui gaz. Această diagramă prezintă patru zone distincte, și anume:

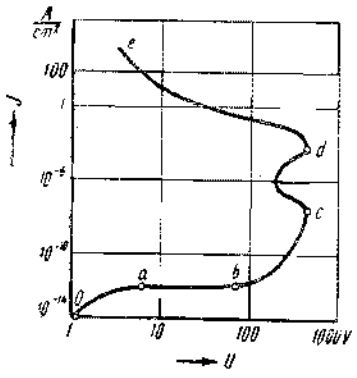


Fig. 6.1. Curba $J=f(U)$ a descărcărilor în gaze.

O—a curentul este proporțional cu tensiunea, deci rezistența coloanei de gaz este constantă;

a—b curentul se menține constant, deci tensiunea crește;

b—c curentul crește datorită ionizării prin șoc. Descărcarea este întunecată;

c—d curentul crește în regim labil. Descărcarea este luminiscentă și rece;

d—e curentul crește mult, în regim labil. Descărcarea este caracterizată de temperatura înaltă, de ionizare puternică a coloanei de gaz. Este zona arcului electric.

Caracteristica din fig. 6.1 se explică astfel: Prin efectuarea ionizatorului (raze Röntgen, raze cosmice), o parte din atomii de gaz se divid în ioni pozitivi și electroni negativi. Aceștia se deplasează în cîmpul electric la electrozii pozitiv sau negativ, corespunzător sarcinii lor. Apare astfel un curent electric. Purtătorii de sarcină își pierd sarcina la contactul cu electrozii. În plus, datorită recombinării între ionii pozitivi și electronii negativi, o parte din purtătorii de sarcină dispar. Curentul din zona ascendentă este determinat de echilibrul care există între numărul de purtători de sarcină produs de ionizatori și numărul de purtători deplasați și recombinați. Curentul de saturație se datorește numărului limitat de purtători de sarcină produși de ionizator.

Trebuie menționat că, în circuitul exterior, curentul apare o dată cu deplasarea purtătorilor de sarcină și nu la pierderea sarcinii în contact cu electrodul 108]. În figura 6.2 s-a reprezentat schematic, pe un model, separarea purtătorilor de sarcină și faze ale deplasării lor, de unde rezultă modificarea liniilor de cîmp electric aferente electrozilor. În etapa întîi există opt linii de cîmp între cei doi electrozi, în etapa a doua sînt aferente fiecărui electrod 13 linii, iar în etapa a treia 14 linii.

Fiecare pereche de purtători cu sarcina $+q$ și $-q$ crește sarcina electrodului, în timpul deplasării, cu sarcina q. Același lucru este valabil și în cazul extragerii unui purtător de sarcină din electrod, căci perechea lui rămîne în electrod.

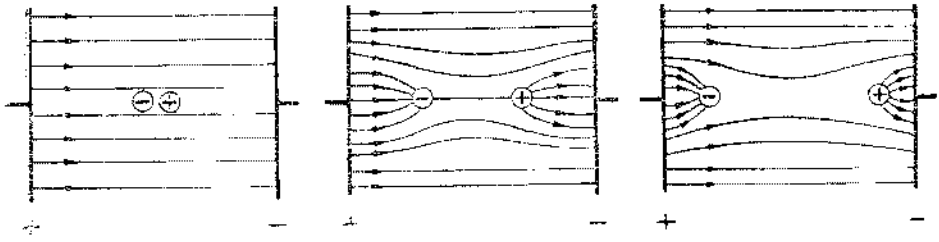


Fig. 6.2. Modelul descărcării electrice în gaze.

6.1.1. Mobilitatea purtătorilor de sarcină

Deplasarea particulelor q în cîmpul electric al electrozilor conduce la un curent de valoare medie

$$\frac{q}{t_l} = \frac{qv}{l}, \tag{6.1}$$

unde s-a notat: t_l — timpul de deplasare;
v — viteza medie de deplasare;
l — drumul parcurs.

Dacă în unitatea de volum a cîmpului electric există n asemenea purtători de sarcină, în secțiunea A va trece curentul

$$i = \frac{qv}{l} n\, Al, \tag{6.2}$$

iar densitatea de curent este

$$J = \frac{i}{A} = nqv. \tag{6.3}$$

Dacă se introduce densitatea volumică de sarcină $\rho = nq$ atunci

$$\boldsymbol{J} = \rho \boldsymbol{v}. \tag{6.4}$$

Dacă există mai multe feluri de purtători de sarcină rezultă

$$\boldsymbol{J} = \rho_1 \boldsymbol{v}_1 + \rho_2 \boldsymbol{v}_2 + \rho_3 \boldsymbol{v}_3 + \cdots$$

Determinarea vitezei de deplasare se face în funcție de mobilitatea b a purtătorului de sarcină și de intensitatea E a cîmpului electric după cum urmează:

Din termodinamică se cunoaște că starea de agitație a unui gaz este funcție de temperatura absolută:

$$\frac{1}{2} m v_m^2 = \frac{3}{2} kT, \tag{6.5}$$

unde: k este constanta lui Boltzmann,
T — temperatura absolută,
v_m este viteza medie.

De aici rezultă

$$v_m = \sqrt{3 \frac{kT}{m}}.$$

Pe de altă parte, durata τ a parcursului liber mediu λ este

$$\tau = \frac{\lambda}{v_m} = \lambda \sqrt{\frac{m}{3kT}}. \tag{6.6}$$

Viteza medie v de deplasare în cîmpul electric se determină cunoscînd succesiv :

forța de accelerare $q\boldsymbol{E}$;

accelerația $q\frac{\boldsymbol{E}}{m}$;

parcursul mediu $\frac{1}{2}\frac{q\boldsymbol{E}}{m}\tau^2$, $\left[\frac{1}{2}\text{ accelerația x timpul}^2\right]$;

$$\text{viteza medie } \mathrm{v}=\frac{1}{2}\,q\frac{\boldsymbol{E}}{m}\,\tau,\ \left[\frac{\text{parcursul}}{\tau}\right]. \tag{6.7}$$

Introducînd în (6.7) valoarea lui τ din (6.6) se obține

$$v=\frac{qE\lambda\sqrt{m}}{2m\sqrt{3kT}}=\frac{q\lambda E}{2\sqrt{3kT}\sqrt{m}} \tag{6.8}$$

sau

$$\mathrm{v}=bE\,, \tag{6.9}$$

unde mobilitatea purtătorilor de sarcină este

$$b=\frac{q}{2\sqrt{3kT}\sqrt{m}}\lambda\,. \tag{6.10}$$

Din relația (6.10) dacă se admite același parcurs liber mediu și aceeași temperatură atît pentru electroni cît și pentru ioni rezultă că raportul mobilităților b_e/b_i este egal cu rădăcina pătrată a raportului invers maselor. Dar cum masa electronului $m_e=9.10^{-28}$ g, iar masa atomului, de exemplu, de azot este $m_i=24.10^{-24}$ g rezultă că $b_e/b_i=160$. Deci, mobilitatea electronilor este mult mai mare decît a ionilor, mai ales dacă se ține seamă că parcursul liber mediu al electronilor este mai mare decît al ionilor. Prin urmare, vitezele pe care le obțin electronii în cîmpul electric sînt mult mai mari decît vitezele obținute de ioni.

În gaze, sînt următoarele tipuri de purtători de sarcină :

— electroni cu sarcina — e și masa în stare de repaus m_0 ;

— ioni pozitivi rezultați din pierderea unuia sau mai multor electroni, deci cu sarcina e, $2e$, $3e$,... și cu masa corespunzătoare aproximativ masei atomului (de 10^3—10^5 mai mare decît a electronului) ;

— ioni negativi care rezultă din captarea de către atomii neutrii (sau molecule) a unuia sau mai multor electroni. Sarcina lor este —e, —2e, —3e... Masa lor este în esență determinată de masa atomului.

Ionizarea prin șoc. În porțiunea *bc* a curbei din figura 6.1, creșterea tensiunii, se explică prin producerea ionizării prin șoc. Prin accelerarea în cîmp electric a unui purtător de sarcină, acesta capătă o energie cinetică suficientă astfel ca la lovirea unui atom neutru să elibereze, din acesta, un electron. Energia necesară ionizării $e\,U_i$ se precizează prin tensiune de ionizare U_i și este definită ca lucrul unui electron în cîmpul electric.

Electronii primesc energie pe durata parcursului liber λ. Ionizarea apare numai dacă, într-o direcție favorabilă, produsul λE depășește tensiunea de ionizare U_i, adică

$$\lambda E \geqslant U_i. \tag{6.11}$$

Parcursul liber ia valori foarte diferite și deci nu este o constantă, dar cu cît intensitatea cîmpului electric este mai mare cu atît energia cinetică a electronului crește, iar condiția (6.11) este îndeplinită chiar pentru valori reduse ale parcursului liber.

Tensiuni de ionizare ale gazelor și vaporilor metalici sînt date în tabela 6.1.

TABELA 6.1

Tensiuni de ionizare U_i, în V

Neon	21,5	Al	5,96
Heliu	24,5	Ag	7,54
Argon	16	Cu	7,69
Azot	15,8	Fe	7,85
Vapori de mercur	10,4	Pt	8,9
Vapori de sodiu	5,1	Au	9,19
Vapori de cesiu	3,9	Zn	9,35

6.1.2. Descărcare autonomă

Condițiile de ionizare sînt definite de cifra de ionizare α, a electronului, prin care se înțelege numărul de perechi de purtători de sarcină produși de *un singur electron* pe unitatea de lungime a drumului parcurs. Cifra de ionizare a electronului are ca expresie

$$\alpha = p f_1\left[\frac{E}{p}\right], \tag{6.12}$$

unde s-a notat cu presiunea gazului, iar cu $f_1\left[\frac{E}{p}\right]$ o funcție care depinde de parametrul E/p. Relația (6.12) se explică în modul următor: parcursul liber mediu este, la temperatură constantă, invers proporțional cu presiunea p a gazului. Numărul de electroni care sînt capabili să producă ionizarea este o funcție de E/p. Dacă raportul E/p rămîne constant și crește presiunea p, probabilitatea ciocnirilor crește și deci numărul electronilor eliberați crește proporțional cu presiunea gazului.

Fiecare electron care parcurge drumul dx produce αdx electroni noi. Surplusul de electroni produși de n electroni care parcurg drumul dx este

$$dn = n\alpha dx, \tag{6.13}$$

de unde rezultă $\frac{dn}{n} = \alpha dx$, sau prin integrare

$$\int_{n_0}^{n} \frac{dn}{n} = \int_{0}^{x} \alpha dx \text{ și deci}$$

$$n = n_0 \, e^{\alpha x}. \tag{6.14}$$

Relația (6.14) arată că fiecare electron se înmulțește, prin parcurgerea distanței x, cu $e^{\alpha x}$ electroni.

Cifra de ionizare β a ionilor pozitivi este mult mai mică decît a electronilor, din cauza parcursului liber mai mic. Se poate scrie

$$\beta = p f_2 \left[\frac{E}{p}\right]. \tag{6.15}$$

Towsend (anul 1901) explică mecanismul expus mai sus de producerea „lavinei de electroni" și arată că din cauza creșterii rapide a purtătorilor de sarcină se poate trece la o *descărcare autonomă*. Simultan crește și numărul de ioni pozitivi care se deplasează către catodă cu viteză relativ redusă.

Condiția generală de a obține o descărcare autonomă în coloana de gaz este ca numărul de ioni generați prin șoc de un electron emis de catodă să fie suficient pentru a produce din nou un electron la catodă.

Ipoteza α,β. Numărul de perechi purtătoare de sarcină nou produs după relația (6.14) este

$$n - n_0 = n_0(e^{\alpha x} - 1). \tag{6.16}$$

Dacă se aplică relația (6.16) unui electron care parcurge distanța d între doi electroni rezultă că numărul de ioni pozitivi nou produs este $e^{\alpha d} - 1$. Acești ioni produc, pe distanța dx înaintea catodei, prin ionizare

$$\beta dx \, (e^{\alpha d} - 1) \tag{6.17}$$

electroni noi. Pentru ca descărcarea să fie autonomă (întreținută) trebuie ca acest număr, din relația (6.17), să fie egal cu numărul de electroni αdx produși pe parcursul dx a unui singur electron adică

$$\alpha = \beta(e^{\alpha d} - 1). \tag{6.18}$$

Această relație reprezintă numai o condiție teoretică generală a obținerii descărcării autonome, deoarece mai intervin și alte fenomene, ca: fotoionizarea, emisia secundară, emisia datorită cîmpului electric, emisia termică, termoionizarea.

Ipoteza $\alpha\gamma$ (emisia secundară). Dacă ionii pozitivi lovesc catoda cu viteză suficientă, se eliberează electroni de către catodă, care părăsesc suprafața acesteia cu viteză relativ redusă. Energia ionilor care lovesc catoda se poate măsura în eV. Se notează cu γ numărul de electroni produși de un ion pozitiv care lovește catoda. Condiția ca descărcarea să fie autonomă este

$$\gamma(e^{\alpha d} - 1) = 1. \tag{6.19}$$

Această ipoteză stabilește condițiile ca emisia secundară să fie suficientă pentru obținerea unei descărcări autonome.

Efectul cumulat $\alpha\beta+\alpha\gamma$. Cele două procese $\alpha\beta$ și $\alpha\gamma$ în fond se suprapun, iar efectul lor se cumulează. Condiția descărcării autonome devine

$$\beta dx\ (e^{\alpha d}-1) + \gamma(e^{\alpha d}-1)\alpha dx = \alpha dx \qquad (6.20)$$

numărul de electroni produși de $(e^{\alpha d}-1)$ ioni în fața catodei pe distanța dx | numărul de electroni produși de $(e^{\alpha d}-1)$ ioni prin emisie secundară, deplasați pe distanța dx | numărul de electroni noi produși de deplasarea unui electron pe distanța dx.

Din relația (6.20) rezultă

$$\alpha d=\ln\left[1+\frac{\alpha}{\beta+\alpha\gamma}\right]=k=\text{const.}, \qquad (6.21)$$

deoarece k depinde puțin de intensitatea cîmpului electric.

În domeniul b—c din figura 6.1, descărcarea nu este autonomă, deoarece numărul de electroni produși prin efectul cumulativ nu satisface relația (6.20). Dimpotrivă în domeniile b și c ale descărcării luminiscente și cd al arcului electric, descărcarea este autonomă.

Străpungerea — Legea lui Paschen (1889). La aplicarea bruscă a tensiunii U_s unui dielectric gazos apare străpungerea pe distanța d între electrozi dacă intensitatea cîmpului electric este suficient de mare și cîmpul electric este uniform

$$E=\frac{U_s}{d}. \qquad (6.22)$$

Relația (6.21) se mai scrie, ținînd seama de relația (6.22)

$$pf_1\left[\frac{E}{p}\right]d=pf_1\left[\frac{U_s}{pd}\right]d=k, \text{ sau}$$

$$U_s=f(pd). \qquad (6.23)$$

Adică pentru temperatura constantă tensiunea de străpungere este o funcție de pd. Deci, străpungerea este o descărcare autonomă care depinde de produsul între p și d. În figura 6.3 se indică diagrama tensiunii de străpungere în funcție de pd pentru aer.

Valoarea minimă a curbei lui Paschen definește tensiunea minimă de străpungere a unui dispozitiv cu electrozi plani în mediu gazos. Pentru valori mai mari ale presiunii deci pentru $pd>(pd)_{min}$ parcursul mediu liber al electronilor este micșorat. Electronii izbesc cu frecvență mare atomii de gaz și cedează o parte din energia lor sub formă de șocuri elastice. Pentru a

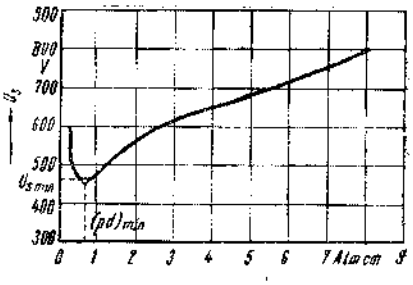


Fig. 6.3. Curba străpungerii a lui Paschen.

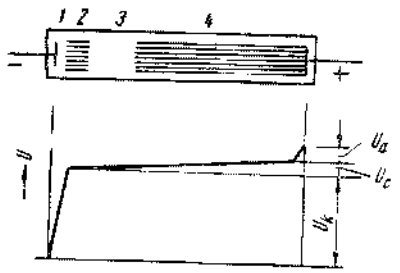


Fig. 6.4. Căderi de tensiune la o descărcare în gaze.

produce ionizarea prin șoc este necesar ca intensitatea cîmpului electric și deci și U_s să crească. Pentru valori mai mici ale presiunii, deci pentru $pd<(pd)_{min}$ parcursul mediu liber crește și deci și probabilitatea ionizării la ciocnirile unui electron cu un atom neutru, deși frecvența ciocnirilor este redusă. Pentru a produce descărcarea autonomă este necesar să se crească cît mai mult probabilitatea ionizării prin șoc, iar singura cale, în acest caz, este creșterea intensității cîmpului electric și deci a tensiunii aplicate electrozilor.

Cunoașterea dependenței tensiunii de străpungere U_s față de produsul pd este de cea mai mare importanță la realizarea camerelor de stingere sub presiune ale întreruptoarelor. Realizarea unei presiuni sporite (8—15 at) în camera de stingere permite o distanță redusă a contactelor întreruptorului, în poziția deschis.

Descărcarea luminiscentă (zona *c*, *d* din fig. 6.1) caracterizează descărcarea autonomă la presiunea redusă, a gazelor sau vaporilor metalici, de ordinul mm de Hg. În figura 6.4 s-a reprezentat schematic tubul în care are loc descărcarea, precum și căderile de tensiune în tub. Descărcarea este caracterizată de lumina catodică 2 separată pe catod prin spațiul întunecat *1*, de coloana pozitivă luminoasă *4*, separată de lumina catodică prin spațiul întunecat *3*. Se disting schematizat căderile de tensiune : la catod U_k, în coloana de gaz U_c și la anod U_a.

Fenomenul de luminiscență se datorează „excitației" atomilor de gaz, care primesc energia de excitație de la electronii care îi lovesc și care cedează energia lor. Energia de excitație — care se poate evalua în eV — este inferioară energiei de ionizare. În stare de excitație, atomul se menține un timp relativ scurt : 10^{-4} —10^{-3} s. Revenirea de la nivelul de excitație la nivelul de bază sau de la un nivel de excitație superior la unul inferior, a atomului, este însoțită de efect luminos după relația

$$W_1 - W_2 = h\nu, \tag{6.24}$$

unde W_1 și W_2 sînt energiile corespunzătoare nivelelor de excitație și de bază, h este constanta lui Planck, iar ν este frecvența radiației emise.

Producerea căderii de potențial catodice se explică astfel : ionii pozitivi care se deplasează cu viteză mică spre anod au efect redus de ionizare și ca urmare în apropierea anodului preponderează sarcina pozitivă astfel că între această zonă și catod se produce o cădere mare de potențial.

Căderea de potențial anodică este produsă de excesul de sarcini negative în jurul anodului și este mult mai mică decît căderea de potențial catodică.

Fenomenul de luminiscență are importanță deosebită în funcționarea lămpilor cu descărcări în gaze folosite în tehnica iluminatului. Descărcarea luminiscentă, ca descărcare autonomă, este caracterizată de temperatura redusă a catodului și de curent mic.

Arcul electric. Dacă tensiunea aplicată coloanei de gaz depășește tensiunea punctului *d*, în figura 6.1, se trece în descărcarea autonomă de arc electric. Funcționarea în domeniul arcului electric nu necesită nemijlocit trecerea prin faza de descărcare luminiscentă. În cazul descărcărilor la presiunea atmosferică și la presiuni mai mari, arcul electric apare direct ca urmare a străpungerii electrice conform legii lui Paschen. În mod general, arcul electric se produce prin depărtarea piesei mobile a unui contact electric. În rezistența de contact se dezvoltă căldură, temperatura pieselor de contact crește și prin aceasta se favorizează emisia termică de electroni.

Arcul electric se caracterizează prin căderi de potențial catodic reduse și de densitate mare de curent, de ordinul 10^2 pînă la 10^7 A/cm^2. Piciorul arcului electric se sprijină pe o suprafață mică a electrodului. Temperatura coloanei este de ordinul 5—10 000°K și în cazuri deosebite ajunge la 50 000°K. Starea de agregare a gazului în coloana arcului electric se numește *plasmă*, care în esență este un gaz ionizat.

6.2. SURSE DE PURTĂTORI DE SARCINĂ ÎN ARCUL ELECTRIC

Pentru a obține densitățile mari de curent care apar la piciorul arcului electric, contribuie esențial emisia termică de la catod și mai ales emisia datorită intensității mari a cîmpului electric în vecinătatea catodului.

6.2.1. Emisia termică

Aceasta are loc dacă energia cinetică a electronului depășește lucrul de ieșire eV_0 al metalului din care este construit catodul, adică

$$\frac{1}{2} mv^2 > eV_0, \tag{6.25}$$

unde V_0 este potențialul de ieșire, iar e sarcina electrică a electronului. Dar pe de altă parte, energia cinetică medie a electronului care părăsește metalul depinde de temperatura absolută T, după relația verificată experimental

$$\frac{1}{2} mv_m^2 = kT = eV_0. \tag{6.26}$$

Observație. Energia cinetică corespunzătoare vitezei medii (în metal, similar gazelor), care poate avea orice direcții $\frac{1}{2} mv^2 = \frac{3}{2} kT$; dar cea corespunzătoare după direcția perpendiculară pe suprafața metalului, pentru ca electronul să

iasă din metal, este mai mică, adică: $\frac{1}{2} mv^2 = kT$, unde k este constanta lui Boltzmann. De aici rezultă că, cu cît temperatura metalului este mai ridicată, cu atît probabilitatea de ieșire a electronilor din metale crește. Ca relație cantitativă pentru densitatea de curent J a emisiei termice este cunoscută formula lui Richardson

$$J = AT^2 e^{-\frac{b}{T}}, \tag{6.27}$$

unde s-a notat:

A — constanta materialului utilizat;

$b = \frac{eV_0}{k}$, temperatura lucrului de ieșire (diferă de temperatura absolută).

Verificarea densității de curent, în cazul arcului electric, cu relația (6.27), conduce la valori inferioare celor măsurate experimental. Astfel pentru metalul fier se cunoaște:

$A = 60{,}2$ A/(cm^2 °K^2),

$b = 5{,}30 \cdot 10^4$ °K,

$T = 2500$°K temperatura de fierbere a fierului. Densitatea de curent, la electrodul de fier rezultă

$$J = 60{,}2 \cdot 2\,500^2 \exp\left[-\frac{53\,000}{2\,500}\right] = 0{,}25 \text{ A/cm}^2.$$

Lucrul de ieșire eV_0. În metale, electronii sînt ținuți de forțele coulombiene. Pentru a ieși din metal un electron trebuie să învingă forța coulomb

$$|F| = \frac{e^2}{16\pi\varepsilon_0 x^2}. \tag{6.28}$$

La relația (6.28) se ajunge dacă se consideră ca netedă suprafața metalului și că fiecărui electron de sarcină—e, care se găsește la distanța x față de suprafața metalului, după ce a părăsit metalul, îi corespunde o sarcină $+e$ imagine la distanța x în metal, ca în figura 6.5, *a*. Intensitatea cîmpului electric se deduce din (6.28)

$$E = \frac{F}{e}$$

ar de aici rezultă potențialul V_x al unui punct situat la distanța x a metalului

$$V_x = \int_x^\infty E \, dx = \frac{e}{16\pi\varepsilon_0 x}. \tag{6.29}$$

Relația (6.29) reprezintă o hiperbolă echilateră, ca în figura 6.5, *b*. Experimental se constată că în apropierea suprafeței metalului, V este limitat la va-

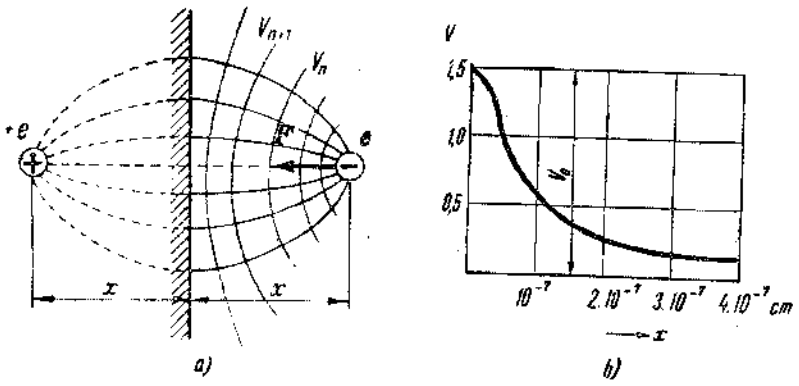


Fig. 6.5. Relativ la potențialul de ieșire.

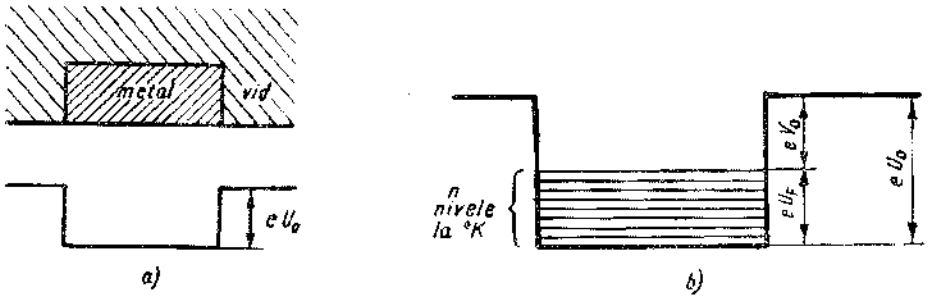


Fig. 6.6. Relativ la nivelele de energie ale electronului.

loarea potențialului de ieșire V_0, care este o constantă a materialului. Astfel, V_0 este 1,5 V la bariu ; 4,6 V la wolfram ; 4,5 V la cupru ; 4,3 V la argint.

6.2.2. **Emisia datorită cîmpului electric**

Din teoria electronilor se cunoaște că electronul liber din metale se găsește în cîmpul electric U_0 al ionilor pozitivi. Ca urmare, electronul posedă energia potențială — eU_0. Pentru ca un electron să poată ieși din metal este necesar ca electronul să primească energia eU_0. Pe model se reprezintă această energie ca o groapă de adîncime eU_0, ca în figura 6.6, *a*.

Chiar la temperatura zero absolut, electronii au energie de mișcare. Nivelele sînt în număr finit și diferite (ca în figura 6.6, *b*). Energia cea mai mare este dată de pragul lui eU_F. Energia necesară extragerii electronului din metal este mai mică, deci decît eU_0 și este, conform figurii 6.6, *b*

$$eV_0 = eU_0 - eU_F .$$

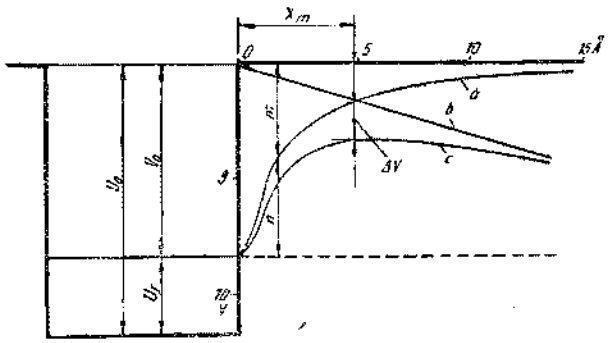


Fig. 6.7. Relativ la emisia datorită cîmpului electric.

În figura 6.7 s-au reprezentat potențialele corespunzătoare nivelelor energetice din figura 6.6. Aici V_0 este potențialul de ieșire a cărui valoare a fost precizată anterior. Cele expuse pînă aici sînt valabile în absența unui cîmp electric exterior.

Se poate calcula cantitatea cu care diminuează energia necesară extragerii electronului din metal, din aplicarea unui cîmp electric exterior—$n\,E$ la suprafața metalului. În acest caz modulul cîmpului rezultant, sub acțiunea căruia se află electronul este

$$E_r = \frac{e}{16\pi\varepsilon_0 x^2} - E \tag{6.30}$$

și are valoare nulă la distanța (măsurată față de suprafața metalului)

$$x_m = -\frac{1}{4\sqrt{\pi\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{e}{E}}.$$

Cantitatea cu care diminuează potențialul de ieșire este

$$\Delta V = \frac{e}{16\pi\varepsilon_0\left(\frac{1}{4\sqrt{\pi\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{e}{E}}\right)^2} + \frac{E}{4\sqrt{\pi\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{e}{E}} = \sqrt{\frac{Ee}{4\pi\varepsilon_0}}$$

iar energia cu care diminuează lucrul de ieșire rezultă

$$\Delta W = \sqrt{\frac{Ee^3}{4\pi\varepsilon_0}} \tag{6.31}$$

În figura 6.7. s-au reprezentat nivelele de potențial U_0; U_F ca și potențialul de ieșire V_0. Cu curba a s-a marcat potențialul datorat sarcinii imagine (pozitivă) din metal; ordonata m semnifică potențialul față de un punct la infinit, iar ordonata n potențialul față de suprafața metalului. Curba b reprezintă potențialul datorat cîmpului electric aplicat, iar curba c reprezintă potențialul rezultant prin însumarea algebrică a curbelor a și b, ținîndu-se seama că, față de suprafața metalului considerată de potențial zero, cîmpurile electrice ale sarcinii pozitive imagine și cel imprimat au sensuri opuse.

Densitatea de curent la 0°K este dată de relația

$$J = c_1 E^2 e^{-\frac{c_2}{E}}, \tag{6.32}$$

unde c_1 și c_2 sînt constante de material, iar E este intensitatea cîmpului electric la catodă [129].

Pentru a obține emisie datorită cîmpului electric nu este nevoie ca electrozii metalici să fie foarte apropiați, pentru a produce un cîmp electric intens de ordinul 10^6—10^7 V/cm, ci este suficient să existe căderi de potențial importante între coloana de gaz și catod, așa cum se întîmplă la arcul electric.

6.2.3. Ionizarea termică

La temperaturi ale atomului neutru peste 3 000°C, agitația sa termică este suficient de ridicată pentru ca energia sa cinetică să fie suficientă pentru a ioniza alt atom neutru. Electronii astfel eliberați contribuie la creșterea numărului purtătorilor de sarcină în coloana arcului electric. Gradul de ionizare al gazelor monoatomice și al vaporilor metalici în funcție de presiune și temperatură este stabilit de relația Eggert-Saha

$$p\frac{x^2}{1-x^2} = 2{,}4 \cdot 10^{-4} T^{2{,}5} \exp\left[\frac{eU_i}{kT}\right], \tag{6.33}$$

unde s-a notat cu:

p — presiunea gazului în mm de Hg;
x — gradul de ionizare, raportul între densitatea ionilor și densitatea atomilor existenți înainte de ionizare;
T — temperatura absolută, în °K;
U_i — tensiunea de ionizare a atomului, în V.

Ionizarea termică are importanță mare la temperaturi care depășesc 3 000°C, ceea ce se întîmplă în coloana arcului electric.

Fotoionizarea. Sub acțiunea radiațiilor de lungime mică de undă, și anume în domeniul ultraviolet unde lungimea de undă este mai mică decît 0,38 μ, atomul neutru se ionizează dacă

$$h\nu > eU_i \tag{6.34}$$

cu notațiile relației (6.24). Acest proces se mai numește și ionizarea prin absorbție de radiații.

Ionizarea peste nivelul metastabil. Starea de excitație a atomului este caracterizată și de *nivelele metastabile*, la care starea de excitației are o durată mai mare (pînă la 10^{-2} s) decît durata unei excitații normale (de ordinul 10^{-8} s). Ionizarea are loc în două etape: prima etapă este excitația la un nivel metastabil, iar etapa a doua este trecerea la ionizare. Fiecare din etape necesită o energie mai mică decît energia totală eU_i necesară ionizării, și de aceea procesul ionizării este ușurat.

Procesele menționate de generarea electronilor la catodă (emisia termică, emisia datorită cîmpului electric, emisia secundară), precum și procesele de ionizare în coloana gazului (ionizarea prin șoc, termoionizarea, fotoionizarea, ionizarea peste nivelul metastabil) acoperă pierderile de purtători de sarcină prin recombinare și pierderea sarcinilor purtătorilor la electrozi și asigură o densitate mare de curent la electrozii arcului electric de ordinul 10^8—10^7 A/cm^2.

Observații asupra proceselor de ionizare, disociere și recombinare. Procesul de ionizare poate lua diferite aspecte în dependența de probabilitatea excitării particulelor neutre și de probabilitatea ionizării.

Astfel cu privire la gazul oxigen pot exista următoarele tipuri de ionizări:

Disociere fără ionizare: $e^- + O_2 + 5$ eV$\rightarrow 2O + e^-$

Disociere cu ionizare: $e^- + O_2 + 18{,}7$ eV$\rightarrow O + O^+ + 2e^-$

Ioni moleculari: $e^- + O_2 + 50$ eV$\rightarrow O_2^{++} + 3e^-$.

Recombinarea este procesul invers al ionizării respectiv al disocierii fără ionizare. O viteză mai redusă a purtătorilor de sarcină favorizează recombinarea deoarece după recombinare viteza relativă este redusă la zero. Din această cauză recombinarea între un electron și un ion pozitiv este mai puțin probabilă decît recombinarea între un ion pozitiv și unul negativ. Recombinarea poate conduce atît la un atom neutru dar și la un atom excitat.

6.3. CARACTERISTICILE ARCULUI ELECTRIC

Arcul electric, care arde stabil, este caracterizat de o anumită dependență între tensiunea de ardere, lungimea coloanei și intensitatea curentului. Fiecărui regim de ardere, caracterizat prin elementele menționate, îi corespunde un diametru aparent al coloanei arcului electric. În curent alternativ, intensitatea curentului variază cu frecvența sursei de alimentare, regimul este considerat dinamic și prezintă mare interes pentru studiul întreruptoarelor de curent alternativ.

6.3.1. Arcul electric în curentul continuu

Reprezentarea schematică a arcului electric între doi electrozi este indicată în figura 6.8. În coloana arcului, intensitatea cîmpului electric este redusă, iar căderea de tensiune corespunzătoare u_c este mică. Numai în fața catodului și anodului există intensități importante ale cîmpului electric și deci căderi de tensiune u_k și u_a corespunzătoare, dar relativ mici în raport cu cele ale descărcării luminiscente. Arcul electric are o caracteristică $u=f(i)$ căzătoare, adică o dată cu creșterea curentului, tensiunea scade. Aceasta se explică prin faptul că o dată cu creșterea curentului crește și temperatura coloanei și deci crește ionizarea termică a gazului. Pe de altă parte, un grad mare de disociere, conform relației (6.33), produce o conductibilitate mai bună a gazului și deci

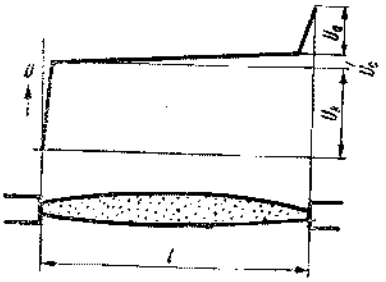


Fig. 6.8. Căderi de tensiune în coloana arcului.

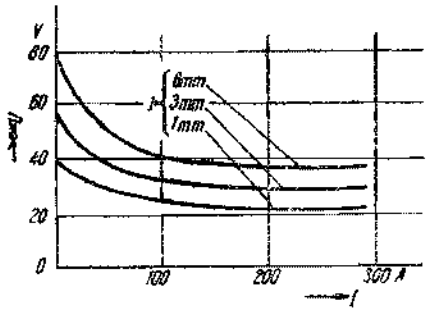


Fig. 6.9. Caracteristica $U=f(I)$ a arcului electric.

reducerea căderii de tensiune în arc. Această dependență între tensiune și curent, indicată și în figura 6.9, face ca lungimea arcului electric să intervină puternic asupra tensiunii de ardere.

Dependența între tensiunea, curentul și lungimea arcului este dată de relația lui Ayrton

$$u=a+\frac{b}{i}, \tag{6.35}$$

unde

$$a=\alpha+\gamma l,$$

$$b=\beta+\delta l.$$

α, β, γ, δ — constante de material;

l — lungimea arcului.

Pentru cupru $\alpha=30$ V; $\gamma=10$ V/cm; $\beta=10$ V A; $\delta=30$ VA/cm.

Așadar după relația (6.35), caracteristica statică a arcului este de forma unei hiperbole. Numai în cazul activării răcirii arcului la curenți mari, arcul poate avea o caracteristică ușor crescătoare. Căderile anodică u_a și catodică u_k nu depind de lungimea arcului electric, ceea ce poate fi pus în evidență cu o relație mai nouă, a lui Rieder [112]:

$$u=\alpha+(\beta+\delta\gamma)\left[\ln\frac{i}{\delta}\right]^{-3}, \tag{6.36}$$

unde pentru materialele de electrozi cupru, argint, wolfram, constantele de material ale contactelor sînt

$\alpha=26$ V;

$\beta_{Cu}=1{,}3$ cm; $\beta_{Ag}=1{,}1$ cm; $\beta_{W}=1{,}6$ cm;

$\gamma=5\,400$ V/cm;

$\delta=7{,}4\cdot10^{-3}$ A;

l — lungimea arcului electric, în cm;

i — curentul în arc, în A.

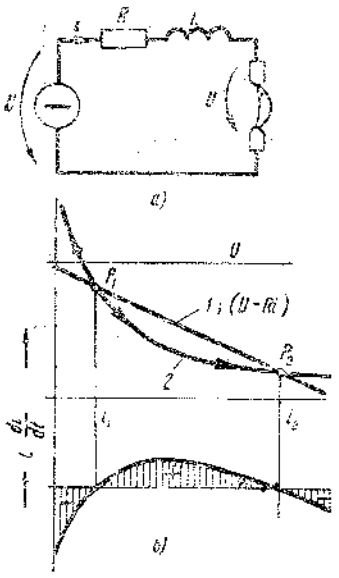


Fig. 6.10. Stabilitatea statică și dinamică a arcului de c.c.

Conservarea temperaturii plasmei arcului electric și ca urmare a gradului de ionizare și deci a conductivității electrice depinde de bilanțul energetic al arcului. Acest bilanț este determinat pe de o parte de puterea *ui*, introdusă în arc, iar pe de alta fluxul termic dq/dt (puterea) cedată prin radiație, convecție, conductivitate. Dacă cele două puteri, electrică și termică, se conservă în timp, arcul electric *arde liniștit*. Tensiunea de ardere staționară depinde de curent, natura gazului, presiune, răcire, în limite de 10 V/cm pînă la 100 V/cm.

Pentru a asigura stabilitatea arcului electric, la alimentarea lui dintr-o sursă de curent continuu, ca în figura 6.10, *a*, este necesar să se introducă în circuit o rezistență limitatoare, astfel încît caracteristica externă a sursei, curba *1* definită de $U - Ri$ să intersecteze caracteristica *2* a arcului electric. Din cele două puncte de intersecție P_1 și P_2, numai punctul P_2 asigură stabilitatea arcului electric (figura 6.10, *b*).

În adevăr, în regim static, ecuația de funcționare

$$U=Ri+u$$

satisface ambele puncte P_1 și P_2. În regim dinamic, la variații de curent, ecuația de funcționare este

$$U=Ri+L\frac{di}{dt}+u \tag{6.37}$$

sau

$$L\frac{di}{dt}=U-Ri-u, \tag{6.38}$$

valoare reprezentată în figura 6.10 ,*b*. Din această figură rezultă că punctul P_1 este instabil, iar punctul P_2 este punct stabil de funcționare. Pentru valori ale curentului în jurul curentului i_1 (corespunzător punctului de funcționare P_1) din figura 6.10, *b* rezultă

$i<i_1$; $L\frac{di}{dt}<0$, curentul i are tendința de scădere pînă la zero.

$i>i_1$; $L\frac{di}{dt}>0$; curentul i are tendința de creștere, tinde către i_2.

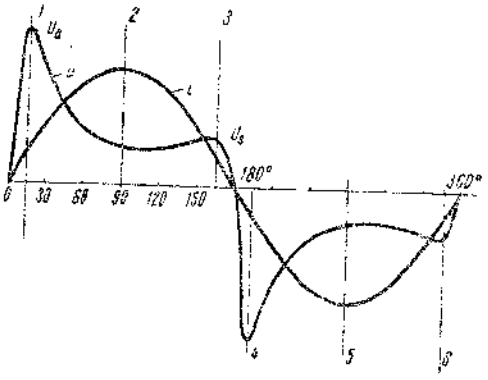


Fig. 6.11. Oscilogramele arcului electric de c.a.

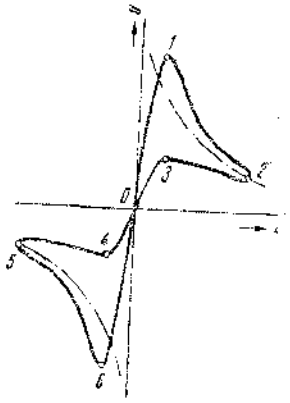


Fig. 6.12. Caracteristica dinamică a arcului de c. a.; *1, 2, 3* puncte obținute din figura 6.11.

Pentru valori ale curentului i în jurul curentului i_2 (corespunzător punctului de funcționare P_2) rezultă

$i < i_2$; $L\frac{di}{dt} > 0$; curentul i are tendința de creștere la valoarea i_2;

$i > i_2$; $L\frac{di}{dt} < 0$; curentul i are tendința de scădere la valoarea i_2.

În consecință, în regim dinamic, se constată în jurul punctului P_1 valori ale curentului care diverg față de i_1, iar în jurul punctului P_2 valori ale curentului care converg către i_2.

6.3.2. **Arcul electric în curent alternativ**

La alimentarea arcului electric dintr-o sursă de curent alternativ, a cărei tensiune este apreciabil mai mare decît tensiunea arcului electric și al cărui curent este stabilizat cu ajutorul unei inductivități în serie cu arcul electric, se obțin oscilogramele pentru curentul și tensiunea arcului electric, ca cele indicate în figura 6.11. Curentul se menține sinusoidal, iar tensiunea prezintă două vîrfuri, unul u_a imediat după aprindere și altul u_s puțin înainte de stingerea arcului electric. Prin eliminarea coordonatei timp din figura 6.11 se obține caracteristica dinamică, $u=f(i)$ indicată în figura 6.12, pe care se recunoaște existența unei bucle de histereză. Mărimea acestei bucle oferă indicii *asupra inerției arcului electric.* Cu cît frecvența este mai mare cu atît caracteristica dinamică diferă mai mult de caracteristica statică, trasată punctat în figura 6.12 și cu cît frecvența este mai joasă, caracteristica dinamică se apropie mai mult de cea statică.

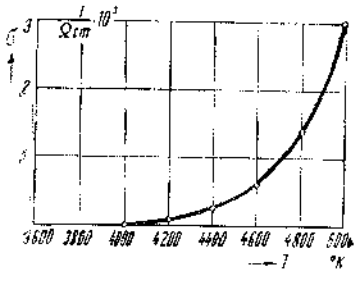


Fig. 6.13. Conductivitatea azotului la 1 at.

Fenomenul de inerție al arcului electric se datorește faptului că conductibilitatea electrică (gradul de ionizare al gazului) depinde de temperatură, iar temperatura nu se poate modifica arbitrar de rapid. Este necesar să treacă un anumit timp ca, după o variație de curent, să se stabilească un nou regim de temperatură în coloana arcului.

Faptul că un arc electric se poate alimenta în curent alternativ și că la fiecare semiperioadă nouă arcul se reamorsează, atestă că, la trecerea prin zero a curentului electric, mai există o conductivitate de rest. Datorită acestei conductivități de rest, sub influența tensiunii care apare, se poate introduce din nou putere în plasma arcului care se găsește în fază de descompunere (își pierde ionizarea). În figura 6.13 se indică dependența între conductivitatea azotului și temperatura la presiunea de 1 at [69].

În întreruptoarele de înaltă tensiune, curentul este o funcție nu *numai de timp*, ci și de *distanța între contactele care se deplasează*, iar această distanță poate diferi față de lungimea arcului electric. Din această cauză, parametrii arcului electric (temperatura plasmei, presiunea și compoziția gazelor, diametrul coloanei arcului, turbulența) depind atît de timp, dar și de *condiții locale*.

Sub acest aspect, considerarea caracteristicii dinamice se face într-un interval de timp relativ scurt în care lungimea arcului, presiunea și turbulența gazului se consideră constante. Un asemenea interval de timp scurt există la trecerea curentului prin zero, interval de timp în care se decide întreruperea arcului în camera de stingere a întreruptorului.

6.3.3. **Arcul electric în regim dinamic**

Variația de energie a arcului electric, în regim dinamic, se face atît din cauza disipației cît și din cauza puterii introduse, care pot varia. Se poate scrie

$$dQ=(ui-p)\,dt \qquad (6.39,\ a)$$

$$\frac{dQ}{dt}=ui-p \qquad (6.39,\ b)$$

$$\int_0^Q dQ=\int_0^t (ui-p)dt\,;\quad \int_{Q_0}^{Q} dQ=\int_{t_0}^{t}(ui-p)\,dt \qquad (6.39,\ c)$$

unde: Q este conținutul de energie;

u — tensiunea arcului electric;
i — curentul în arc;
p — puterea disipată de arcul electric.

Conductanța G a arcului electric este o funcție de temperatura sa și deci de energie sau conținutul de căldură,

$$G=\frac{i}{u}=f(Q) \tag{6.40}$$

Prin derivarea ecuației (6.40) și înmulțire cu $1/G$ se obține

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln G=\frac{1}{G}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}Q}\frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} \tag{6.41}$$

Ipoteza Mayr. După această ipoteză [114] expresia conductanței arcului electric este de forma

$$G=f(Q)=K\ \exp\left[\frac{Q}{Q_0}\right] \tag{6.42}$$

unde K și Q_0 sînt constante. Expresia (6.41) se calculează o dată cu (6.42), o dată cu (6.48) și se ține seamă de (6.39, *b*). Se obține

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln G=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln\frac{i}{u}=\frac{1}{i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}-\frac{1}{u}\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln G=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln\left[K\mathrm{e}^{\frac{Q}{Q_0}}\right]=\frac{1}{Q_0}(ui-p) \tag{6.43}$$

Din (6.43) se obține

$$\frac{1}{i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}-\frac{1}{u}\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{Q_0}(ui-p). \tag{6.44}$$

În relația (6.44) puterea disipată depinde de diametrul coloanei arcului, care se modifică o dată cu intensitatea curentului și apoi cu condițiile locale de răcire. Pentru a valorifica relația (3.43) se poate admite sau o putere medie disipată constantă sau o durată mică în care $p=p_0=\text{const}$.

Cu notația

$$\tau=\frac{Q_0}{p_0} \tag{6.45}$$

se obține

$$\frac{1}{i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}-\frac{1}{u}\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{\tau}\left[\frac{ui-p_0}{p_0}\right] \tag{6.46}$$

care reprezintă ecuația diferențială a arcului electric în regim dinamic. Această ecuație este neliniară.

Pentru regimul staționar, în curent continuu, $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t=0$ și $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t=0$ și deci din ecuația (6.46) rămîne

$$ui=p_0=\text{const}. \tag{6.47}$$

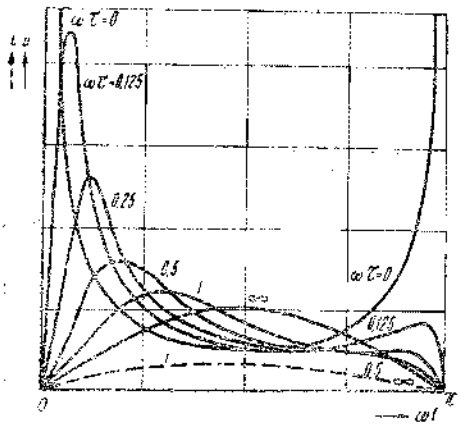


Fig. 6.14. Tensiunea arcului electric.

adică în curent continuu caracteristica statică este o hiperbolă echilateră, iar puterea dezvoltată de coloana arcului electric este egală cu puterea disipată.

Pentru regimul curentului alternativ ecuația (6.46) se poate integra observînd că $i=\hat{I}\sin\omega t$ și $di/dt=\omega\hat{I}\cos\omega t$, iar soluția, demonstrată în anexa 6.7.1, este

$$u=\frac{2p_0\sin\omega t}{I\left(1-\frac{\sin(2\omega t+\varphi)}{\sqrt{1+(2\omega\tau)^2}}\right)} \qquad (6.48)$$

Relația (6.48) este reprezentată în figura 6.14, unde s-a luat ca parametru produsul $\omega\tau$, cu valori cuprinse între 0 și ∞ și unde $\varphi=\operatorname{arc\,ctg}2\omega\tau$.

Pentru $\omega\tau=0$, rezultă că $\omega=2\pi\frac{1}{T}=0$ și deci $T=\infty$, adică se consideră situația curentului continuu. În adevăr, valorilor mici pentru intensitatea curentului le corespund valori foarte mari pentru tensiunea arcului electric.

Cînd $\omega\tau=\infty$, adică $\varphi=0$ rezultă sau că $\omega=\infty$ sau că $\tau=\infty$. Petru $\omega\tau=\infty$ curentul alternativ are o frecvență foarte mare și în acest caz tensiunea arcului electric se menține sinusoidală

$$u=\frac{2p_0}{I}\sin\omega t. \qquad (6.49)$$

Pentru $\omega\tau$ diferit de valorile zero și infinit, în figura 6.14, $\omega\tau=0{,}125$; 0,25 ; 0,5, tensiunea arcului electric prezintă cele două vîrfuri, unul la aprindere și altul la stingere, așa cum se observă și pe înregistrările oscilografice.

Observație teoretică privind stingerea arcului electric. Produsul $\omega\tau$ poate avea valoarea zero dacă $\tau=\frac{Q_0}{p_0}$ tinde către zero și deci dacă puterea evacuată p_0 tinde către valori foarte mari. În acest caz, așa cum rezultă din figura 6.14, pentru reaprinderea arcului electric după o semiperioadă este necesară o tensiune teoretic infinită, iar practic foarte mare, pe care sursa de energie din rețea nu o poate furniza. În consecință, singura condiție care trebuie îndeplinită la stingerea arcului electric este ca puterea cedată mediului exterior să fie cît mai mare. Principial acest deziderat se realizează răcind arcul electric prin : lungirea lui, abaterea lui asupra pereților reci, mărirea presiunii în camera de stingere pentru a asigura o mai bună preluare de căldură.

Constanta de timp τ. Aceasta reprezintă timpul necesar diminuării conductanței electrice de e ori în ipoteza că în coloana arcului electric nu se mai introduce energie. Valoarea cea mai importantă a constantei de timp este cea cores-

punzătoare trecerii prin zero a intensității curentului alternativ, deoarece în acest moment condițiile stingerii arcului electric sînt optime. În adevăr, pentru $ui=0$ din ecuația (6.9, *c*) rezultă

$$Q=Q_0-p_0(t-t_0) \tag{6.50}$$

unde Q_0 este conținutul de căldură al arcului electric în momentul tăierii energiei introduse. Astfel relația (6.41) devine

$$G=Ke^{1-\frac{t-t_0}{\tau}}. \tag{6.51}$$

Pentru $t-t_0\to 0$ rezultă $G=G_0=Ke$, adică conductanța arcului electric în momentul cînd încetează introducerea de energie în arcul electric, ceea ce practic se întîmplă la $t=0$. Pentru $t-t_0=\tau$, din relația (6.51) se obține $G_\tau=K$. Constanta de timp τ joacă un rol hotărîtor în stingerea arcului electric. Cu cît valoarea acestei constante este mai mare cu atît deionizarea arcului electric, după trecerea intensității curentului prin valoarea zero, este întîrziată mai mult iar stingerea arcului electric este mai dificilă. La întreruptoarele de înaltă tensiune construite, constanta de timp are valori de ordinul microsecundelor.

Din relația de definiție (6.45) a constantei de timp rezultă și semnificația constantei Q_0 ca fiind energia disipată de arcul electric pe o durată egală cu constanta de timp.

Ipoteza Mayr se verifică experimental pentru domeniul trecerii prin zero a curentului electric, cînd diametrul coloanei arcului este minim și se admite că răcirea se realizează prin conductivitatea termică.

Ipoteza Cassie. Această ipoteză [129] se referă la răcirea arcului prin convecție (răcire volumică). În acest caz se admite că intensitatea cîmpului electric, în coloana arcului electric, este constantă, după cum se demonstrează la capitolul 6.3.6. Se admite astfel că expresia conductanței electrice este de forma

$$G=K_1Q \tag{6.52}$$

unde K_1 este o constantă iar Q are semnificația din relațiile (6.39). Ecuația arcului rămîne formal (6.46), dar constanta de timp are semnificația timpului scurs între momentul tăierii energiei introduse și momentul anulării conductanței. În adevăr dacă în relația (6.52) se introduce expresia lui Q din (6.39, *c*) unde $ui=0$, se obține

$$G=K_1[Q_0-p_0(t-t_0)] \tag{6.53}$$

relație care se anulează pentru $t-t_0=\tau=Q_0/p_0$. Ipoteza Cassie se verifică experimental pentru zone de curent intens și deci în afara zonelor de trecere prin valoarea zero a curentului.

6.3.4. Teoria modelului cilindric al arcului electric

În camera de stingere a unui întreruptor real, arcul electric este supus forțelor electrodinamice și contactului cu agenții de răcire. Din această cauză atît lungimea arcului cît și dimensiunile secțiunei transversale sînt variabile

în timp, iar forma sa geometrică diferă în majoritatea cazurilor de un cilindru. Totuși cercetarea comportării unui model cilindric prezintă avantajul de a obține informații utile privind dependența conductivității electrice, a cîmpului de temperatură, a constantei de timp, față de proprietățile gazului în care arde arcul electric.

6.3.4.1. **Conductivitatea electrică.** Raționamentul se face considerînd un model cilindric de arc electric care disipă căldură numai prin conductivitate, în regim staționar. În acest caz ecuația (3.5) se scrie sub forma

$$\int_v p\,dV\,dt = -\int_v \operatorname{div}(\lambda \operatorname{grad} T)\,d\,V\,dt \tag{6.54}$$

Pentru $p=\rho J^2=\sigma E^2$ și $\lambda=$const. se obține

$$\sigma E^2+\lambda\left[\frac{d^2T}{dr^2}+\frac{1}{r}\frac{dT}{dr}\right]=0$$

sau

$$\sigma E^2+\frac{1}{r}\frac{d}{dr}\left[r\lambda\frac{dT}{dr}\right]=0 \tag{6.55}$$

cu notațiile:

σ — conductivitatea electrică în coloana arcului electric;
E — intensitatea cîmpului electric;
λ — conductivitatea termică;
T — temperatura absolută;
r — raza arcului electric.

Ecuația diferențială (6.55) este cunoscută sub denumirea Elenbaas — Heller [112], iar soluția ei se poate afla prin introducerea noțiunii de funcție de temperatură a conductivității termice.

$$S=\int_0^T \lambda\,dT$$

de unde (6.56)

$$dS=\lambda\,dT.$$

Ținînd seama de (6.56) ecuația (6.55) se scrie sub forma

$$\sigma E^2+\frac{1}{r}\frac{d}{dr}\left[r\frac{dS}{dt}\right]=0. \tag{6.57}$$

Ecuația (6.57) se rezolvă dacă se cunoaște *funcția de material* $\sigma=f(S)$ a conductivității electrice. În figura 6.15 se indică după Maecker [112] funcția de material pentru gazul monoatomic hidrogen și în figura 6.16 pentru gazul

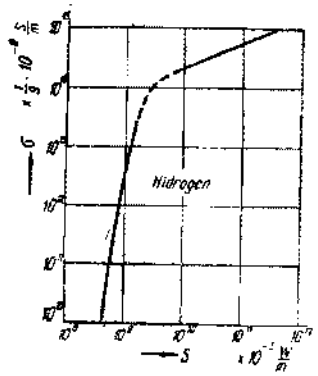


Fig. 6.15. Funcția $\sigma=f(S)$ pentru hidrogen.

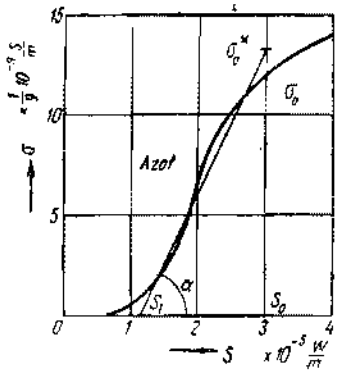


Fig. 6.16. Funcția $\sigma=f(S)$ pentru azot.

molecular azot. Pentru calcule se înlocuiește curba $\sigma=f(S)$ cu o dreaptă, ca în figura 6.16 a cărei ecuație este

$$\sigma^* = B(S-S_1) \tag{6.58}$$

$$dS = \frac{d\sigma^*}{B} \tag{6.59}$$

unde $B=\operatorname{tg}\alpha$ reprezintă panta dreptei înlocuitoare. Aceasta se trasează ca în figura 6.16 observînd compensarea ariilor sub și deasupra curbei. Dacă în ecuația (6.57) se ține seama de relațiile (6.58), (6.59) și se face schimbarea de variabilă $x=E\sqrt{Br}$ se obține ecuația diferențială Bessel de ordinul zero

$$\frac{d^2\sigma^*}{dx^2} + \frac{1}{x}\frac{d\sigma^*}{dx} + \sigma^* = 0 \tag{6.60}$$

cu soluția

$$\sigma^* = \sigma_0 j_0(x) = \frac{S-S_1}{S_0-S_1}\sigma_0. \tag{6.61}$$

Funcția conductivității electrice are valoarea maximă σ^* în axa coloanei arcului electric și atinge valoarea zero pentru $x_0=2{,}405$.

În domeniul $0<x<2{,}405$ există conductivitate electrică, iar pentru $x>2{,}405$ conductivitatea electrică dispare, iar conductivitatea termică continuă să existe.

În domeniul conductivității electrice funcția conductivității termice rezultă din ecuația (6.61)

$$S = S_1 + (S_0-S_1)\ J_0(x). \tag{6.62}$$

Panta acestei funcții în punctul de încetare a conductivității electrice ($x=2{,}405$) este

$$\left[\frac{dS}{dx}\right]_{x_0} = -(S_0-S_1)\ J_1(x_0). \tag{6.63}$$

În afara domeniului conductivității electrice funcția conductivității termice se determină din ecuația (6.57) unde $\sigma E^2=0$ și $\dot{x}=E\ Br$. Deci se obține succesiv

$$\frac{d}{dx}\left[x\frac{dS}{dx}\right]=0;$$

$$x\frac{dS}{dx}=C_1. \tag{6.64}$$

Constanta C_1 se determină din ecuația (6.63) pentru $x=x_0$:

$$x_0\left[\frac{dS}{dx}\right]_{x_0}=-x_0(S_0-S_1)\ J_1(x_0)=-(S_0-S_1)Z=C_1$$

unde $Z=x_0\ J_1(x_0)=1{,}2484$.

Se integrează ecuația (6.64) și se obține

$$S=-(S_0-S_1)\ Z\ \ln x+C_2. \tag{6.65}$$

Constanta C_2 se determină cunoscînd că la limita conductivității electrice ($x=x_0$); $S=S_1$. Din ecuația (6.65) se obține astfel

$$\frac{S-S_1}{S_0-S_1}=-Z\ \ln\frac{x}{x_0}. \tag{6.66}$$

Aceeași constantă C_2 se determină considerînd fenomenul la periferia arcului electric adică pentru $r=R$, unde R este raza aparentă a arcului. În acest caz $x=x_R$ și $S=0$ iar cu notația $\frac{r}{R}=\rho$ ecuația (6.65) devine

$$S=-(S_0-S_1)\ Z\ \ln\rho \tag{6.67}$$

și reprezintă funcția conductivității termice în afara domeniului de conductivitate electrică. În figura 6.17 s-a reprezentat calitativ și în unități relative, conductivitatea electrică și funcția de temperatură ca mărimi dependente de raza relativă.

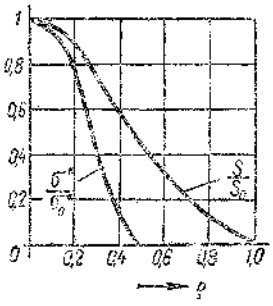


Fig. 6.17. Curbele $\sigma/\sigma_0=f_1(\rho)$ și $S/S_0=f_2(\rho)$.

6.3.4.2. *Caracteristicile arcului electric.* Dacă se cunoaște funcția conductivității electrice și funcția de temperatură a conductivității termice se deduc caracteristicile arcului electric.

Intensitatea cîmpului electric. În relația (6.66) se introduce $x=E\sqrt{Br}$ pentru $r=R$, unde $S=0$ și se obține intensitatea cîmpului electric.

$$E=\frac{x_0}{R\sqrt{B}}\exp.\frac{S_1}{Z\ (S_0-S_1)}. \tag{6.68}$$

Ca variante pentru expresia intensității cîmpului electric se obține

$$E = \frac{x_0\, e^{-\frac{1}{Z}}}{R\sqrt{B}} \exp. \frac{S_0}{Z(S_0-S_1)} \qquad (6.68,\ a)$$

dacă se observă egalitatea $S_1/(S_0-S_1)=-1+S_0/(S_0-S_1)$.

Puterea electrică unitară. (dezvoltată pe unitatea de lungime). În cazul arcului electric care arde liniștit, există egalitate între puterea electrică dezvoltată în coloana arcului și puterea disipată prin conductivitate. Această putere se calculează cu ajutorul legii Fourier

$$P_1=-2\pi r\frac{\lambda\, dT}{dr}=-2\pi r\frac{dS}{dr}=2\pi Z(S_0-S_1). \qquad (6.69)$$

Expresia $r\frac{dS}{dr}$ se evaluează cu ajutorul relației (6.64).

Conductanța electrică unitară. Cu ajutorul expresilor (6.68) și (6.69) se determină conductanța unitară

$$G=\frac{P}{E^2}=\frac{2\pi Z e^{2/Z}}{x_0^2} R^2\ \sigma_0^*\ \exp.\left[\frac{-2S_0}{Z(S_0-S_1)}\right] \qquad (6.70)$$

unde B s-a înlocuit cu $\sigma_0^*/(S_0-S_1)$.

Intensitatea curentului electric. Aceasta se determină din expresiile puterii și intensității cîmpului electric.

$$I=\frac{P}{E}=\frac{2\pi Z\, e^{\frac{1}{Z}}}{x_0} R\frac{\sigma_0^*}{\sqrt{B}} \exp.\left[-\frac{S_0}{Z(S_0-S_1)}\right] \qquad (6.71)$$

6.3.4.3. *Cîmpul de temperatură în coloana arcului electric.* Pe baza diagramei $S/S_0=f(\varepsilon)$ din figura 6.17 se trasează cîmpul de temperatură în coloana arcului electric ținînd seama de relația $dS=\lambda dT$. În figura 6.18 s-a reprezentat, după Frind [55], cîmpurile de temperatură pentru arcul electric care arde în azot (N_2), Oxigen (O_2) și hexafluorură de sulf (SF_6) în funcție de raza relativă ρ iar în figura 6.19 s-au reprezentat cîmpurile de temperatură ale arcului care arde în N_2 și SF_6 în funcție de rază. Se constată că, la azot, cîmpul de temperatură prezintă un umăr în zona temperaturii 8 000°K la un diametru al arcului relativ mare. La arcul care arde în hexafluorură de sulf umărul din cîmpul de temperatură este puțin mai pronunțat iar diametrul arcului este relativ redus în comparație cu diametrul arcului care arde în azot. Aspectele diferite ale celor două cîmpuri de temperatură se datorează energiilor de disociere și conductivităților termice diferite. Energia de disociere mai mare la azot este liberată la recombinare și se manifestă spre periferia arcului sub forma umărului de temperatură. Hexafluorura de sulf, cu energie de disociere mai mică, prezintă un umăr de temperatură mai puțin pronunțat. Temperaturile de

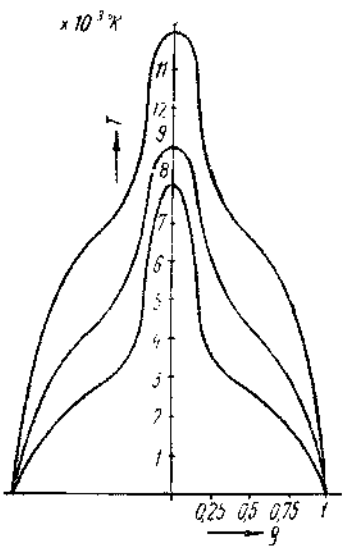


Fig. 6.18. Cîmpul de temperatură $T=f(\rho)$ în N_2, O_2, SF_6.

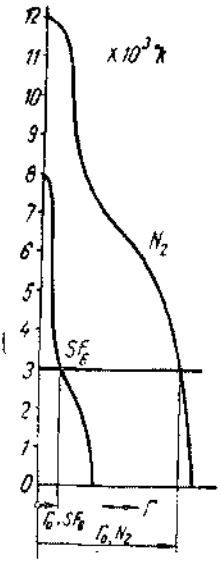


Fig. 6.19. Cîmpul de temperatură $T=f(r)$ în N_2, SF_6.

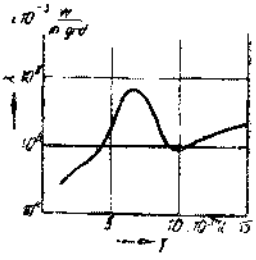


Fig. 6.20. Conductivitatea termică a azotului

disociere marchează un maximum în conductivitatea termică a unui gaz deoarece atomii rezultați către axa coloanei gazului difuzează către periferia gazului, unde temperatura este ceva mai mică și se recombină spre a forma molecule. După cum se indică în figura 6.20 unde se reprezintă conductivitatea termică λ în funcție de temperatură la azot, acest maximum are loc în jurul temperaturii de 7 000°K. La oxigen și hidrogen acest maximum are loc la aproximativ 4 500°K, iar la vaporii de sulf și fluor sub 3 000°K. În același gaz, dacă crește temperatura în axa coloanei arcului electric peste temperatura de disociere (unde conductivitatea este maximă), gradientul radial de temperatură crește, deoarece se micșorează conductivitatea termică iar puterea evacuată se conservă. În adevăr, puterea evacuată este

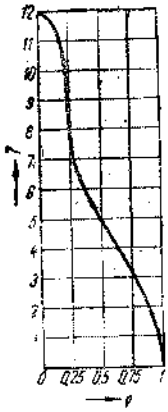


Fig. 6.21. Cîmpul de temperatură al arcului electric care arde în hidrogen

$$P = -2\pi\gamma\lambda\frac{dT}{dr} = \text{const.} \qquad (6.72)$$

de unde rezultă $\lambda\frac{dT}{dr} = \text{const.}$ și cum λ scade gradientul dT/dr crește.

La două gaze diferite, cu conductivitate termică diferită, gazul cu conductivitate termică mai mare conduce la un gradient radial de temperatură mai mare și deci la un diametru mai mic al arcului electric.

În tabela 6.2 sînt indicate conductivităţile termice pentru cîteva gaze care interesează tehnica stingerii. În figura 6.21 se indică cîmpul de temperatură al arcului electric care arde în hidrogen, care conform tabelei 6.2 are conductivitatea termică cea mai mare.

TABELA 6.2.

Conductivitatea termică a unor gaze la 0°C, 1 bar

Gazul	Aer	O_2	SF_6	N_2	H_2
λ [W/m grd.]	0,024	0,024	0,013	0,024	0,176

6.3.4.4. **Constanta de timp a arcului electric în funcţie de dimensiunile geometrice ale arcului electric.** Constanta de timp a arcului electric are valori diferite în funcţie de intensitatea curentului şi puterea disipată de coloana arcului electric. Deoarece stingerea arcului electric are loc la trecerea curentului electric prin valoarea zero, constanta de timp care interesează este aceea care există în jurul acestui moment. Plecînd de la aceste considerente Frind [55] ajunge la concluzia că este suficient a se calcula constanta de timp a unui arc electric de curent continuu de cîţiva amperi, ceea ce echivalează cu comportarea unui arc electric de curent alternativ, în jurul trecerii prin zero a curentului. Astfel, Frind stabileşte expresia constantei de timp a arcului electric în funcţie de dimensiunile geometrice ale arcului electric,

$$\tau = \frac{\pi r_0^2}{\pi \cdot 2{,}4a\ a_\theta} = \text{const.} \frac{r_0^2}{a_\theta} \tag{6.73}$$

unde πr_0^2 este aria secţiunii transversale a coloanei arcului electric în care există conducţie electrică.

Difuzivitatea căldurii

$$a_\theta = \frac{\lambda}{c_p \varrho} \tag{6.74}$$

joacă un rol important în valoarea constantei de timp în sensul că cu cît conductivitate termică λ va fi mai mare, iar căldura specifică c_p şi densitatea ϱ mai mici cu atît constanta de timp a arcului electric va fi mai mică.

Un gaz în care arde arcul electric este considerat un mediu bun de stingere dacă conductanţa sa scade repede la trecerea curentului prin valoarea zero, adică dacă arcul electric are o constantă de timp redusă. Urmărind acest scop, arcul electric trebuie să fie de diametru cît mai mic, iar gazul să aibă o difuzivitate a căldurii cît mai mare. Din acest punct de vedere condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească un gaz în care arde arcul electric sînt :

— *Energia de legătură* între atomii gazului care formează o moleculă să fie cît mai redusă, deoarece această energie determină mărimea umărului de temperatură, produs cu ocazia recombinării obţinute către periferia arcului electric.

— *Temperatura de disociere* T_{dis} a moleculei gazului să fie cît mai redusă și dacă se poate sub temperatura de stingere T_{st}. Temperatura de stingere este acea temperatură la care concentrația de electroni este $N_e = 10^9 cm^{-3}$, concentrație sub care arcul electric nu se mai aprinde în prezența unei excitații, cum este tensiunea de restabilire.

— *Difuzitate termică cît mai mare.* Din aceste puncte de vedere, gaze bune pentru stingerea arcului electric sînt SF_6 și S_2F_2 la care procesele de disociere se produc sub 3 000°K, în timp ce hidrogenul deși are o difuzitate mare are o temperatură de disociere către 4 500°K. Energia de legătură redusă se găsește între atomii moleculelor de F și S rezultate din descompunerea SF_6 după cum urmează :

$$F — F \ 208 \ kWs$$

$$S — S \ 250 \ kWs.$$

Energii de legătură importante se găsesc între atomii moleculelor de azot și oxid de carbon după cum urmează :

$$N — N \ 708 \ kWs$$

$$C — O \ 785 \ kWs.$$

În figura 6.19 s-a trasat nivelul de temperatură de 3 000°K pentru a marca raza r_0 a coloanei conductoare la gazele N_2 și SF_6. Se remarcă o rază r_0 relativ mică la SF_6 în comparație cu cea a azotului.

Utilitatea studiului modelului cilindric. Arcul electric în camera de stingere a unui întreruptor nu are formă cilindrică din cauza diferitelor influențe la care este expus și anume : forțe electrodinamice, jetul de aer sau lichid, traseul obligat din cauza formei camerei de stingere. În afară de aceste influențe arcul electric este supus forței Lorentz. Această forță se manifestă sensibil la intensități ridicate (de exemplu 3 kA), ori tocmai acesta este cazul în întreruptoare cînd curentul întrerupt poate atinge valori de 10—100 kA. În teoria modelului cilindric nu s-a ținut seama de existența forței Lorentz, ceea ce face ca teoria expusă să fie valabilă numai pentru valori reduse ale intensității curentului, de ordinul 1—100 A. Aceste valori reduse le are un curent de scurtcircuit în zona de trecere a curentului alternativ prin valoarea zero. Cu alte cuvinte utilitatea teoriei modelului cilindric este de a studia regimul de funcționare al arcului electric într-un domeniu interesant pentru stingerea arcului electric în întreruptoarele de curent alternativ.

6.3.5. Efectul Pinch; ejecția de plasmă

În coloana de plasmă a arcului electric de curent intens se face simțită forța Lorentz (exercitată asupra unității de volum)

$$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{J} \times \boldsymbol{B} \qquad (6.75)$$

ca urmare a interacțiunii dintre densitatea de curent J și inducția proprie B. La un arc electric de formă cilindrică forța Lorentz este dirijată mereu spre axul coloanei astfel încît aceasta suferă o compresiune. În acest caz forța Lorentz este echilibrată de gradientul de presiune, adică

$$\operatorname{grad} p=\mu_0(J\times H) \tag{6.76}$$

cu valoarea modulului pentru H

$$H=\frac{1}{r}\int_0^r J\,r\,dr. \tag{6.77}$$

Astfel încît ecuația (6.76) se transformă în

$$\int_{Pr}^{Pe} dp=\mu_0\int_r^{re}\frac{J}{r}\,dr\int_0^r Jr\,dr \tag{6.78}$$

unde r_e este raza exterioară a coloanei arcului, iar r raza curentă. Pentru o densitate de curent $J=I/\pi r_e^2=\text{const.}$ din ecuația (6.78) se obține variația de presiune de la raza r la raza r_e

$$\left|\Delta p\right|=\frac{\mu_0 J^2}{4}\left(r_e^2-r^2\right). \tag{6.79}$$

Diferența de presiune maximă se obține pentru $r=0$, adică

$$\left|\Delta p_0\right|=\frac{\mu_0 J^2 r_e^2}{4} \tag{6.80}$$

sau în sistemul SI

$$\left|\Delta p_0\right|=J^2 r_e^2\cdot 10^{-7}\left(\frac{\mathrm{N}}{\mathrm{m}^2}\right). \tag{6.81}$$

Relația (6.79) se mai poate scrie sub forma

$$\left|\Delta p\right|=\left|\Delta p_0\right|\left(1-\frac{r^2}{r_e^2}\right). \tag{6.82}$$

Procesul de comprimare al coloanei de plasmă ca urmare a dezvoltării forței Lorentz se numește și efectul Pinch. Din punct de vedere practic acest efect conduce la diamtre de arc electric sensibil mai mici decît cele obținute cu relația (6.71) în care nu s-a considerat prezența forței Lorentz [111].

Un arc electric care arde într-un gaz nu își menține coloana sub formă cilindrică, deoarece piciorul arcului își are sediul pe un material conductor (metal) unde densitatea de curent este mare (de exemplu 10^7 A/cm^2) iar coloana se dezvoltă într-un gaz, care este un mediu mai puțin conductor. Ca urmare diametrul coloanei în gaz va depăși sensibil diametrul petei catodice, iar arcul electric va prezenta o umflare în zona centrală. Această modificare de diametre

pe măsură ce se trece la altă secțiune transversală în coloana arcului electric cauzează o asimetrie de cîmp magnetic și de densitate de curent și deci o modificare a forțelor Lorentz față de cazul modelului cilindric. Efectul acestei asimetrii este formarea de *curenți de plasmă* către axa de simetrie transversală a arcului electric. În zona acestei axe curenții de plasmă provenind de la cei doi electrozi se izbesc și dau naștere unei ejecții (expulzări) de plasmă în planul de simetrie transversal.

În figura 6.22, *a* s-au reprezentat schematic coloana de diametru variabil a plasmei, care se află în echilibru hidrodinamic. Pentru un punct oarecare, situat la o oarecare distanță față de piciorul arcului, echilibrul hidrodinamic este definit de relația

$$\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}=\text{grad}\ p+\rho\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} \tag{6.83}$$

unde $\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}$ reprezintă forța Lorentz, iar v vectorul viteză, de care este antrenată plasma. În axa coloanei $\boldsymbol{B}=0$, deci forța Lorentz este nulă astfel că rămîne

$$-\text{grad}\ p=\rho\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} \tag{6.84}$$

ceea ce arată că presiunea crește către electrod și că particulele sînt antrenate către axa de simetrie transversală. Pe porțiunea cilindrică în afara axei, adică în apropierea electrodului, se poate considera coloana cilindrică și masa plasmei imobilă adică

$$\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}=\text{grad}\ p. \tag{6.85}$$

Formarea curenților de plasmă are drept consecință eliminarea unei mase de plasmă și deci deionizarea arcului electric. Sub acest aspect în tehnica întreruperii se urmărește formarea de zone strangulate de arc electric, ca de exemplu

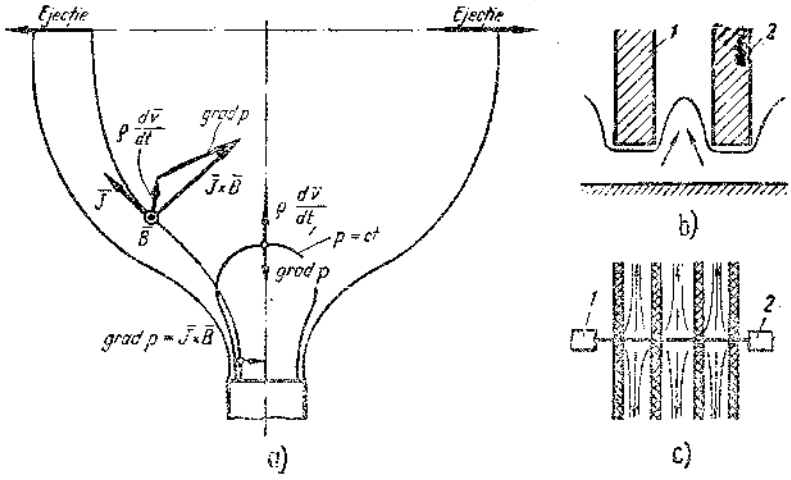


Fig. 6.22. Ejecția de plasmă.

în figura 6.22, *b*, unde arcul electric este strangulat de plăcile izolante *1*, *2*. Disimetria astfel formată determină curenții de plasmă după direcțiile marcate cu săgeata în figură. În figura 6.22, *c* arcul electric este obligat să parcurgă orificii (străngulări) în pereți ceramici izolanți. Aici ejecția de plasmă, care are loc după direcția săgeților este însoțită de răcirea plasmei ejectate în contact cu pereții ceramici reci. Dificultatea tehnică actuală este de a întinde arcul electric prin orificii cu diametrul de 2—5 mm. Experimental acest proces are loc prin topirea unui fir fuzibil așezat între electrozii *1* și *2* din figura 6.22, *c*, dar la aparatele industriale condiția ca aparatul să suporte, în regim permanent, curentul nominal determină secțiuni transversale ale electrozilor sensibil mai mari decît orificiile de diametre relativ mici cu ajutorul cărora se produce curentul de plasmă.

6.3.6. **Principiul minimului**

Principiul minimului cunoscut în termodinamică* poate fi aplicat arcului electric, care are tendința de stingere. Acest principiu a fost utilizat încă din anul 1936 de Kesselring [96] în scopul fundamentării unor soluții constructive pentru camerele de stingere ale întreruptoarelor de înaltă tensiune.

Principiul minimului aplicat la arcul electric de putere P, cîmp electric longitudinal E și lungimea l se scrie:

$$\frac{\mathrm{d}S}{\mathrm{d}t}=\dot{S}=\frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t\cdot T}=\frac{P}{T}=\text{minimum}. \tag{6.86}$$

Deoarece $P=ui$, $u=E\,l$, ecuația (6.86) se scrie sub forma

$$\frac{Ei}{T}=\text{minimum}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{Ei}{T}\right)=0 \tag{6.87}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}\left(\frac{Ei}{T}\right)=0.$$

Pentru T considerat constant la periferia sistemului și $i=I=$const, rezultă pentru gradientul E o valoare minimă, constantă.

Răcirea periferică. În cazul răcirii periferice a arcului electric se poate considera că transmisia căldurii se realizează prin conductivitate. Intensitatea curentului poate fi exprimată în funcție de densitatea de curent, cu relațiile (6.3) și (6.10) după cum urmează:

$$I=JA=n\;q\;v\;A=n\;b\;E\;\pi r_0^2=E\;n(T)r_0^2. \tag{6.88}$$

*Starea de dezechilibru staționară a unui sistem termodinamic este caracterizată de un debit minim de entropie.

În relația (6.85) s-a notat:

r_0 — raza de conducție electrică în coloana arcului;
$n(T)$ — o funcție de temperatură care determină concentrația de purtători de sarcină.

Pentru arcul electric care arde liniștit puterea electrică care este dezvoltată în coloana conductoare de diametru $2r_0$ este eliminată prin conductivitate, conform formulei lui Fourier

$$EI = -\lambda 2\pi r \frac{dT}{dr}.$$

Prin separarea variabilelor r și T și integrarea în limitele R (raza aparentă $R > r_0$) și r_0 și respectiv 0 și T se obține

$$EI = \frac{2\pi}{\ln \frac{R}{r_0}} \int_0^T \lambda \, dt. \tag{6.89}$$

Kesselring propune pentru funcția (6.89) o relație simplificată de forma

$$EI = r_0^{\frac{1}{2}} f(T) \tag{6.90}$$

unde $f(T)$ este funcție analoagă funcției de temperatură a conductivității termice $S(T) = \int_0^T \lambda dt$ și semnifică modul de răcire al arcului electric. Prin eliminarea razei r_0 între relațiile (6.88) și (6.90) se obține

$$E^5 I^3 = \frac{[f(T)]^4}{n(T)} = \text{const.}$$

Deoarece I se consideră constant iar E se consideră o funcție monotonă rezultă

$$E = \frac{\text{const.}}{I^{3/5}}. \tag{6.91}$$

Relația (6.91) arată că, cîmpul electric în coloana arcului electric *răcit la periferie* este o funcție de intensitatea curentului. Prin eliminarea lui E între relațiile (6.85) și (6.87) se obține raza de conducție a arcului electric

$$r_0 = \frac{\sqrt[5]{I^4}}{\sqrt[3]{[n(T) f(T)]^2}}. \tag{6.92}$$

Relația (6.92) arată că cu cît răcirea arcului este mai bună, adică $f(T)$ are valori mai mari, cu atît diametrul arcului $2r_0$ se reduce.

Răcirea volumică. La răcirea volumică se extrage căldură din toată masa arcului electric astfel că procesul răcirii arcului se reprezintă printr-o expresie de forma

$$U I = \pi r^2 I f_1(T)$$

sau

$$E\ I=r_0^2\ f\ (T) \tag{6.93}$$

funcția $f(T)$ are semnificația calitativă a unei puteri cedate de unitatea de volum a coloanei arcului. Prin eliminarea razei r_0 și apoi a gradientului E între relațiile (6.88) și (6.93) se obține:

$$E^2=\text{const. sau } E=\text{const.} \tag{6.94}$$

$$r_0=\frac{\sqrt{I}}{\sqrt[4]{n\,(T)\ f\,(T)}}. \tag{6.95}$$

Relația (6.94) arată că în cazul arcului electric răcit volumic gradientul E rămîne constant, iar relația (6.9) este în concordanță cu unele relații experimentale de forma

$$d=2\ R=0{,}8\sqrt{i/v} \tag{6.96}$$

cu notațiile: d — diametrul aparent al arcului în cm;

i — intensitatea curentului în coloana arcului, în A, cu domeniul $50\ \text{A}<i<1\ 000\ \text{A}$;

v — viteza de deplasare a arcului în camera de stingere în cm, în domeniul $20\ \frac{\text{m}}{\text{s}}<v<50\ \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

Viteza v introdusă la numitorul fracției de sub radicalul relației (6.96) are același efect cu cel al funcției $f(T)$ din relația (6.95), adică punctează gradul de răcire.

În figura 6.23 se indică, după Roth [134], diametrul d al arcului electric, densitatea de curent J, intensitatea cîmpului electric, E pentru valori ale intensității curentului cuprinse între 0 și 10 kA la presiunea de 1 at și 5 at.

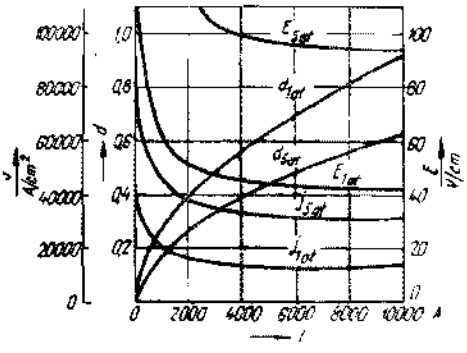


Fig. 6.23. Caracteristici ale arcului electric după Roth [134].

6.4. TEORIA ÎNTRERUPERII ÎN APARATELE DE COMUTAȚIE

Întreruperea circuitelor electrice este caracterizată, aproape întotdeauna, de prezența arcului electric între contactele aparatului. Există deosebiri esențiale între procesele care au loc la întreruperea în curent continuu și în curent alternativ. Întreruperea curentului alternativ este ușurată de trecerea prin zero a curentului.

6.4.1. Întreruperea curentului continuu

Condițiile teoretice ale întreruperii arcului electric în curent continuu se referă la întreruperea în circuite cu rezistență, cu inductivitate și cu tensiune electromotoare.

6.4.1.1. **Întreruperea arcului într-un circuit cu rezistență pură.** Pentru circuitul din figura 6.24 pe durata arcului electric este valabilă relația

$$U = Ri + u, \tag{6.97}$$

unde u este căderea de tensiune a arcului electric. Există două puncte P_1 și P_2 care satisfac ecuația (6.97) din care numai P_2 asigură stabilitatea, cum s-a arătat la capitolul 6.3.1. Pentru ca arcul electric să poată fi întrerupt trebuie ca suma $Ri+u$, trasată punctat în figură, să depășească valoarea tensiunii U de alimentare.

6.4.1.2. **Întreruperea arcului într-un circuit cu inductivitate.** Relația (6.38) se mai scrie sub forma

$$Ri + u - U = \Delta u = -L\frac{di}{dt}, \tag{6.98}$$

unde Δu este *tensiunea de reducere* (fig. 6.25), deoarece pentru o inductivitate L dată definește viteza de reducere (di/dt) a curentului. Condiția necesară și

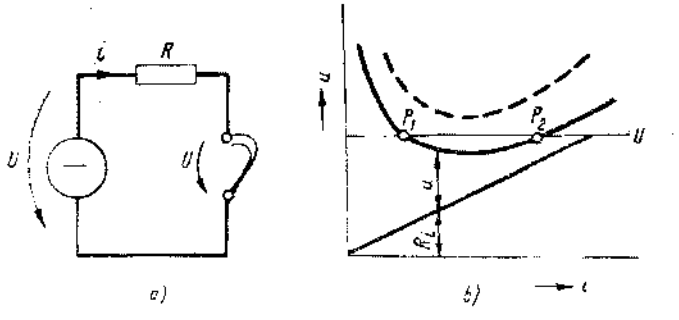


Fig. 6.24. Circuit cu rezistență.

suficientă pentru stingerea arcului este ca tensiunea de reducere să fie în permanență pozitivă, adică tensiunea necesară întreținerii arcului să fie mare.

Din ecuația (6.98) se poate determina timpul t_a de deconectare

$$\int_0^{t_a} dt = -L \int_{i_a}^{0} \frac{di}{\Delta u},$$

unde i_0 este curentul staționar ($Ri_0 = U$). Prin înmulțirea și împărțirea părții din dreapta cu Ri_0 se obține

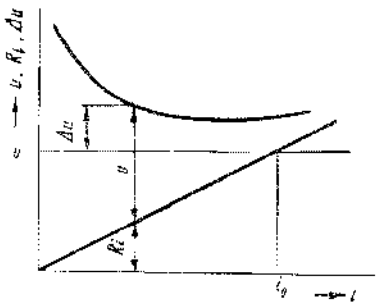


Fig. 6.25. Relativ la tensiunea de reducere.

$$t_a = -\frac{L}{R} \int_{i_a}^{0} \frac{Ri_0}{\Delta u} \frac{di}{i_0} = -T \int_{1}^{0} \frac{U}{\Delta u} d\frac{i}{i_0}, \qquad (6.99)$$

unde $T = L/R$ este constanta de timp a circuitului. Raportul $U/\Delta u$ este o mărime fără dimensiuni și depinde numai de *tensiunea rețelei* și de *caracteristica arcului* care este o proprietate a întreruptorului.

Determinarea timpului de deconectare t_a se efectuează cu ajutorul unei metode grafice, cu condiția ca pentru un aparat dat să se cunoască diagrama din figura 6.25 și mai ales caracteristica arcului $u = f(i)$. Astfel în figura 6.26, *a* s-a reprezentat mărimea adimensională $\Delta u/U = f_1(i/i_0)$, iar în figura 6.26, *b* s-a reprezentat mărimea adimensională $U/\Delta u = f_2(i/i_0)$. Se observă astfel că aria de sub curba $U/\Delta u$, corespunde integralei din relația 6.96. Variațiile variabilei i/i_0

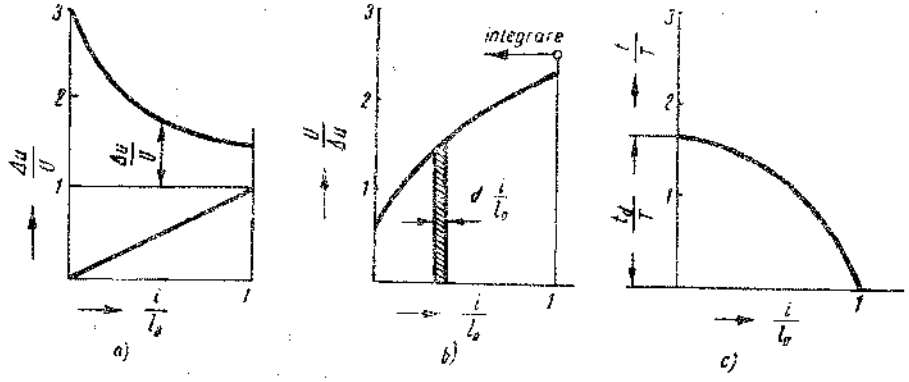


Fig. 6.26. Calculul grafic al timpului de deconectare.

sînt negative deoarece raportul i/i_0 evoluează de la valoarea 1 la valoarea zero, cînd arcul este stins. În figura 6.26, c_1 s-a evaluat expresia

$$\lambda = -\int_1^0 \frac{U}{\Delta u} \, \mathrm{d}\left(\frac{i}{i_0}\right) \tag{6.100}$$

și pentru valori curente ale variabilei i/i_0, pînă la valoarea $i/i_0=0$. Cu notația (6.100) expresia (6.99) devine

$$t_a = T\lambda \tag{6.101}$$

adică timpul de deconectare depinde de constanta de timp T a circuitului și de constanta λ a aparatului, care în esență include tensiunea nominală și mai ales tensiunea de reducere. Constanta λ a aparatului se determină experimental, dacă se cunoaște t_a și T la o încercare.

Observație privind schema electrică echivalentă. Relația (6.98) mai poate fi scrisă și sub forma

$$Ri + u = U - L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = U + \Delta u,$$

ceea ce arată că la întreruperea curentului, tensiunea indusă $-L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ se însumează cu tensiunea U a sursei pentru alimentarea arcului electric și a rezistenței circuitului. Ca urmare, schema echivalentă a circuitului este cea indicată în figura 6.27.

Energia arcului electric se transformă în căldură și are ca expresie

$$W = \int_0^{t_a} ui\,\mathrm{d}t,$$

unde

$u = U - Ri - L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ și deci W se mai poate scrie sub forma:

$$W = \int_0^{t_a} \left[U - Ri - L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \right] i\,\mathrm{d}t$$

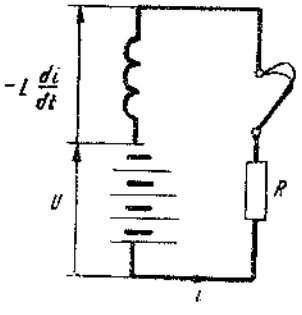


Fig. 6.27. Schema echivalentă a circuitului cu inductivitate.

sau

$$W = \int_0^{t_a} Ui\,\mathrm{d}t - \int_0^{t_a} Ri^2\,\mathrm{d}t + \frac{1}{2}Li_0^2. \tag{6.102}$$

Tensiunea necesară arcului este preluată din diferența $U-Ri$ din tensiunea indusă $-L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$.

Corespunzător și energia arcului se compune din energia corespunzătoare celor două componente ale tensiunii. Energia corespunzătoare tensiunii induse este energia acumulată în cîmpul magnetic al circuitului.

6.4.1.3. **Întreruperea circuitelor cu motoare de curent continuu.** În acest caz în circuit există și tensiunea contraelectromotoare U_c a motorului. Ecuația (6.98) se scrie acum

$$Ri + u - (U - U_c) = \Delta u_M = -Le \frac{di}{dt}$$

iar timpul de deconectare similar relației (6.99) este

$$t_d = -T_e \int_1^0 \frac{Ri_0}{\Delta u_M} \, d \, \frac{i}{i_0} \tag{6.103}$$

Existența tensiunii contraelectromotoare ușurează întreruperea arcului, deoarece tensiunea efectivă care se aplică circuitului este mai mică decît tensiunea rețelei, și anume $U_D = U - U_e$. În ceea ce privește inductivitatea efectivă L_e și constanta de timp efectivă T_e, ele diferă de inductivitatea și constanta de timp a unui circuit în aer, deoarece polii masivi și jugul masiv ai mașinii sînt în sediul curenților turbionari, la întreruperea curentului, astfel încît cîmpul magnetic nu dispare imediat.

În concluzie pentru a stinge arcul de curent continuu este necesar ca rezistența arcului electric să crească suficient de mult pentru a distruge echilibrul tensiunilor. Tensiunea indusă $-L \frac{di}{dt}$ are un efect aditiv în raport cu tensiunea rețelei, atît timp cît di/dt este negativ, adică dacă i scade.

6.4.4.1. **Observații privind stingerea arcului electric de curent continuu.** Cu cît parametrul λ al aparatului are o valoare mai redusă cu atît viteza de reducere a curentului este mai mare iar operația de stingere este mai rapidă. Pentru a realiza această cerință aparatele de curent continuu se prevăd cu dispozitive de suflaj magnetic în scopul realizării unei lungiri rapide a arcului electric și deci a stingerii acestuia.

Dacă întreruperea arcului electric de curent continuu este bruscă, iar circuitul întrerupt posedă inductivitate importantă este de așteptat ca în instalație să apară o supratensiune de comutație. Acest proces se produce la întreruperea circuitelor de excitație a mașinilor electrice și mai ales la dezexcitarea rapidă a alternatoarelor. Apariția supratensiunii de comutație se explică prin regăsirea energiei acumulate în cîmpul magnetic al bobinei, în cîmpul electric al condensatorului parazit adică

$$\frac{1}{2} L i^2 = \frac{1}{2} C \; U^2$$

de unde rezultă că tensiunea maximă între armăturile condensatorului parazit este

$$U_{max} \approx i \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{6.104}$$

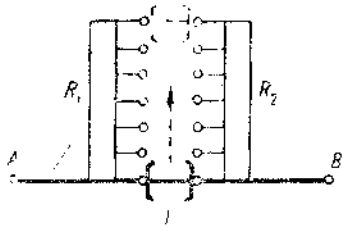


Fig. 6.28. Reductorul.

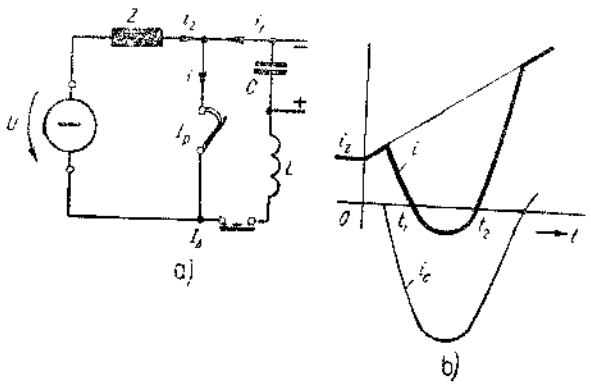


Fig. 6.29. Modulatorul de curent.

O metodă simplă pentru a reduce supratensiunile de comutație pe înfășurările de curent continuu ale mașinilor electrice constă în conectare, în permanență, a unei rezistențe în paralel pe înfășurare.

Reductorul. Pentru a reduce durata de deconectare $t_d=\lambda T$ și în același timp în scopul diminuării curentului întrerupt se utilizează un reductor de curent, ca în figura 6.28. Contactul mobil *1* se deplasează după direcția indicată în figură și introduce în circuit segmente din rezistențele limitatoare R_1 și R_2. În cele din urmă constanta de timp $T=\frac{L}{R}$ are o valoare extrem de redusă iar curentul în circuit este diminuat de rezistențele limitatoare.

Întreruptorul cu modulație. La acest întreruptor se creează în mod artificial una sau două treceri prin valoarea zero a curentului întrerupt. În figura 6.29,*a* s-a reprezentat schema electrică a întreruptorului, care prevede în afară de întreruptorul principal I_p, un întreruptor auxiliar I_A. Acesta servește la conectarea în paralel pe întreruptorul principal, care deschide circuitul, a unui condensator C în serie cu o bobină L. În acest mod capacitatea C se descarcă oscilant cu frecvența $f=1/(2\pi\sqrt{LC})$. Curentul de descărcare i_c este de semn contrar curentului de scurtcircuit i_{sc} în sarcină. Din însumarea celor doi curenți rezultă curentul i, care trece prin valoarea zero în momentele t_1 și t_2, așa cum se arată în figura 6.29,*b*. Arcul electric se va stinge la prima sau la a doua trecere a curentului prin valoarea zero a curentului. În principiu, frecvența de oscilație a circuitului condensatorului poate fi oricare, dar o frecvență prea ridicată nu este indicată, întrucît arcul electric nu are timp să se deionizeze în jurul trecerii curentului prin valoarea zero. După întreruperea circuitului principal condensatorul C împiedică stabilirea unui curent de conducție datorit sursei. Motive de natură economică împiedică încă adaptarea acestui tip de întreruptor de curent continuu în producția aparatelor dar principiul anulării curentului este folosit în tehnica comutației statice cu dispozitivele semiconductoare.

6.4.2. Întreruperea arcului de curent alternativ

Condițiile întreruperii arcului electric de curent alternativ sînt mai favorabile decît în cazul curentului continuu deoarece curentul alternativ trece în mod natural prin valoarea zero și în acest moment deionizarea în coloana arcului electric este maximă. Întreruperea arcului electric de curent alternativ este condiționată pe de o parte de parametrii rețelei:

— tensiunea de restabilire u_r, care constituie solicitarea dielectrică în întreruptor;

— intensitatea curentului i, care constituie solicitarea termică în întreruptor,

iar pe de altă parte de parametrii întreruptorului:

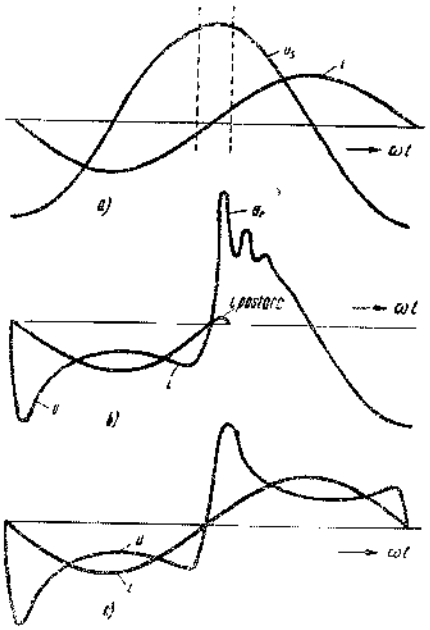


Fig. 6.30. Cazuri posibile la deconectare în c.a.

— tensiunea de ținere u_a în camera de stingere, care stabilește viteza de restabilire a rigidității în camera de stingere;

— tensiunea u de ardere a arcului electric, care depinde de gradul de răcire și de mediul de stingere pe durata arcului electric.

6.4.2.1. **Condiții calitative.** În figura 6.30 sînt reprezentate regimurile posibile la deconectarea unui scurtcircuit. În figura 6.30,*a* se prezintă regimul de scurtcircuit, înainte de separarea contactelor întreruptorului. Acest regim este caracterizat de un defazaj puternic inductiv. După separarea contactelor, sînt posibile următoarele două procese:

— *Arcul este stins* (fig. 6.30, *b*). La bornele întreruptorului apare, în locul tensiunii de arc u, tensiunea oscilantă de restabilire u_r. Ca urmare a conductivității de rest (cu constanta de timp τ) a arcului electric după trecerea curentului prin zero, apare *curentul post arc* (de semn contrar cu curentul de scurtcircuit i) și sub influența cauzală a tensiunii oscilante de restabilire.

— *Arcul se reaprinde* (fig. 6.30, *c*). La bornele întreruptorului apare din nou tensiunea de arc u. Aspectul calitativ al condițiilor de stingere al arcului electric în camera de stingere conduce la două tipuri de corelații, care se pot urmări pe figura 6.31.

Corelare între tensiunea de arc electric și tensiunea de restabilire. Tensiunea de restabilire *3* trebuie considerată ca tensiunea unei surse; dacă această ten-

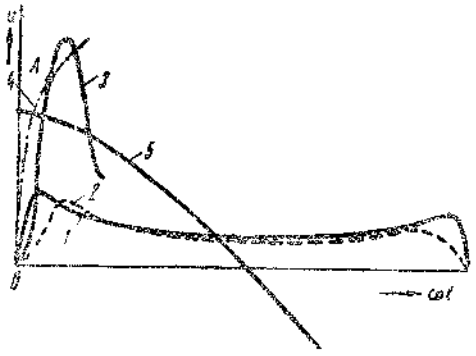


Fig. 6.31. Relativ la condițiile calitative de stingere ale arcului.

siune depășește, în zona trecerii curentului prin valoarea zero, tensiunea *2* necesară arcului electric, acesta se reaprinde; dacă dimpotrivă tensiunea *1* necesară arderii arcului electric este superioară tensiunii de restabilire, stingerea arcului electric este asigurată.

Corelare între tensiunea de restabilire și tensiunea de ținere. Dacă tensiunea de ținere *4* intersectează, spre exemplu în punctul *A*, tensiunea de restabilire, arcul electric se reaprinde în întreruptor, iar dacă tensiunea de ținere este mereu superioară, ca valoare, tensiunii de restabilire, întreruperea este definitivă.

Observații. Prin tensiune de ținere, curba *4*, se înțelege tensiunea de refacere a rigidității dielectrice între cele două contacte, care se află în camera de stingere a unui întreruptor. Curba *5* reprezintă tensiunea sursei de frecvență industrială.

Regimul de scurtcircuit este practic inductiv, iar capacitatea rețelei din figura 2.16 este șuntată de scurtcircuit astfel încît ecuația circuitului este

$$u_s = Ri + L\frac{di}{dt} + u$$

sau

$$u = u_s - Ri - L\frac{di}{dt}$$

unde curentul i este de forma $i = I \sin \omega t$.

Energia arcului electric se scrie pentru o semiperioadă

$$W_a = \int_0^{\frac{T}{2}} u\ i dt = \int_0^{\frac{T}{2}} (u_s - Ri)\ i\ dt - L\int_0^{0} i\ di$$

sau

$$W_a = \int_0^{\frac{T}{2}} u_s i\ dt - \int_0^{\frac{T}{2}} Ri^2\ dt. \qquad (6.105)$$

Integrarea s-a făcut pentru o semiperioadă deoarece stingerea arcului electric are loc la trecerea naturală a curentului prin valoarea zero. Pentru un curent de scurtcircuit care durează mai multe semiperioade este valabil același raționament, deoarece curentul de scurtcircuit în momentul inițial are

valoarea zero. Relația (6.105) arată că arcul electric își extrage energia numai de la sursa de curent alternativ, iar energia acumulată în cîmpul magnetic al rețelei este nulă în momentul trecerii naturale a curentului prin valoarea zero.

Curentul post arc. După stingerea arcului electric, curentul nu mai poate fi controlat cu ajutorul teoriei arcului electric, căci în camera de stingere nu mai există arc electric. Pentru a cunoaște cît timp în camera de stingere va mai exista o plasmă asemănătoare plasmei arcului electric se ia drept criteriu constanta de timp τ a arcului electric. *Această constantă τ este de ordinul 10 μs.* Astfel la întreruperea unui curent de 10 kA, la trecerea prin zero a curentului se găsește o ionizare corespunzătoare unui curent de 20 A, corespunzător situației din avans cu 10—50 μs. După alte 10—50 μs a dispărut și ionizarea corespunzătoare curentului de 20 A. Deci curentul post arc circulă imediat după trecerea prin zero a curentului de scurtcircuit, după o întrerupere reușită, sub acțiunea tensiunii oscilante de restabilire și în prezența *ionizării de rest.* Ordinul de mărime al curentului post arc este de 10^{-3}—10^{-4} din curentul de scurtcircuit. S-au măsurat curenți post arc de 10 A, valoare de vîrf, cu o durată de 1 ms.

Există așadar o conductanță de rest G_r, iar curentul post arc rezultă din transportul purtătorilor de sarcină, existenți în plasmă după stingerea arcului electric, în cîmpul electric al tensiunii de restabilire. Pe baza acesteia imagini se poate calcula aproximativ conductivitatea de rest și curentul post arc, dacă se neglijează sarcina spațială (în jurul electrozilor) a gazului încă ionizat. Dacă se notează cu:

n — numărul de electroni liberi pe unitatea de lungime a coloanei de purtători;
e — sarcina unui electron;
b — mobilitatea unui electron
A_c — secțiunea coloanei;
l — lungimea coloanei;
u_r — tensiunea de restabilire;
G_r — conductivitatea de rest; $G_r = \frac{nbe\,A_c}{l}$.

rezultă curentul post arc

$$i_{pa}(t) = u_r G_r \tag{6.106}$$

și puterea dezvoltată în coloană

$$P_{pa}(t) = i_{pa}\, u_r . \tag{6.107}$$

Măsurarea curentului post arc este *deosebit de dificilă,* deoarece în același circuit trebuie măsurat și curentul principal care este cu trei ordine de mărime mai mare. În figura 6.32 se indică o schemă de principiu a măsurării curentului post arc, cu următoarele repere:

1 — întreruptorul care se încearcă; *2* — șunt; *3* — limitator de tensiune; transformator toroidal saturat cu miez de mare permeabilitate; *4* — amplificator; *5* — oscilograf pentru înregistrarea curentului; *6* — oscilograf cu

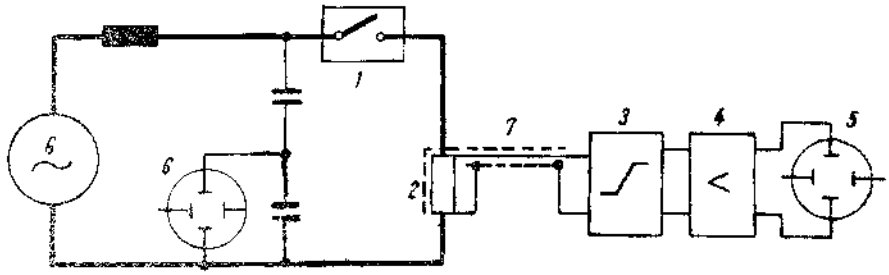


Fig. 6.32. Măsurarea curentului post arc.

divizor de tensiune capacitiv pentru înregistrarea tensiunii oscilante de restabilire ; 7 — cablu coaxial ecranat pentru eliminarea influențelor externe de cîmp magnetic și electric.

Funcțiunea limitatorului de tensiune *3* este esențială, întrucît oscilograful va înscrie deformat (redus) amplitudinea curenților de scurtcircuit, pentru a înregistra corect valorile curentului post arc.

Influența curentului post arc asupra capacității de rupere a întreruptorului nu a fost încă clarificată. Pe baza măsurătorilor experimentale se pot trage concluziile următoare :

— La măsurarea curentului post arc asupra aceleiași camere de stingere se constată o dispersie mare, deoarece formarea curentului post arc depinde de durata arderii arcului electric și deci de momentul separării contactelor, ca în figura 6.33, *a*.

— Polul fazei care întrerupe arcul electric ultimul are curentul post arc cel mai mare, ca urmare a duratei relativ prelungite a arcului electric, ca în figura 6.33, *b*.

— Amplitudinea curentului post arc crește cu curentul de scurtcircuit și cu panta tensiunii oscilante de restabilire. Durata este practic independentă de mărimea curentului de scurtcircuit.

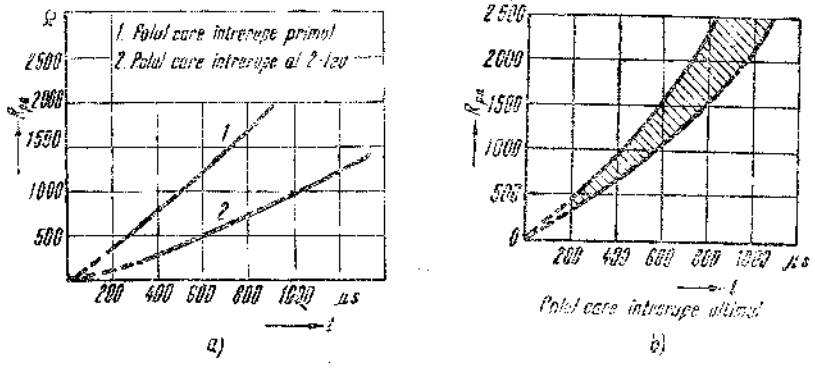


Fig. 6.33. Rezistența corespunzătoare curentului post arc.

Întreruptoarele cu lichid cu formare proprie de gaze și cele cu suflaj magnetic au curenți post arc relativ mai mari, ceea ce conduce la o utilizare, în oarecare măsură, sub capacitatea limită de rupere a întreruptorului.

Întreruptoarele cu jet de ulei extern (pompă) au curent post arc redus.

Întreruptoarele cu aer comprimat cu suflaj axial au practic curent post arc nul.

Prezența curentului post arc conduce la amortizarea pantei tensiunii oscilante de restabilire. Existența unui curent post arc intens poate determina reaprinderea arcului, căci poate *ioniza termic* din nou plasma, în cazul cînd energia dezvoltată de curent post arc

$$W_{pa}=\int_{t_1}^{t_2} i_{pa}^2 \frac{1}{G_r}\,dt \qquad (6.108)$$

este mai mare decît energia cedată de coloana plasmei.

Studii mai aprofundate [66], caută să stabilească dependența între existența și natura curentului post arc pe de o parte și tensiunea oscilantă de restabilire și capacitatea de rupere, pe de altă parte. Experimentările executate cu un întreruptor cu aer comprimat, cu schema din figura 6.34 confirmă existența următoarelor tipuri de curenți post arc, pe măsură ce se micșorează intensitatea suflajului :

— *Curent post arc termic de mare rezistență.* După întrerupere, curentul rămîne la valoarea zero 5—10 μs și apoi crește progresiv atingînd valoarea sa maximă odată cu primul maximum al tensiunii oscilante de restabilire. Efectul acestui curent post arc este de a atenua primul maximum al tensiunii oscilante de restabilire, așa cum se arată în figura 6.35.

— *Curentul post arc „dielectric"*. Dacă se reduce intensitatea suflajului, curentul post arc apare aproape imediat după trecerea prin zero a curentului, și ia aspectul unui curent de străpungere, așa cum se arată în figura 6.36, deoarece pe această durată tensiunea oscilantă de restabilire ia valoarea zero, iar valoarea de vîrf a curentului post arc este limitată de impedanța rețelei. Acest tip de curent post arc diminuează apreciabil primul maximum al tensiunii oscilante de restabilire.

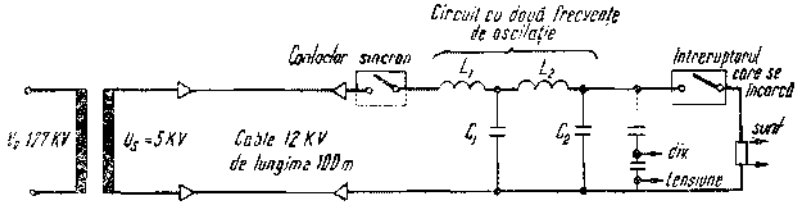


Fig. 6.34. Circuit de studiu pentru curentul post arc.

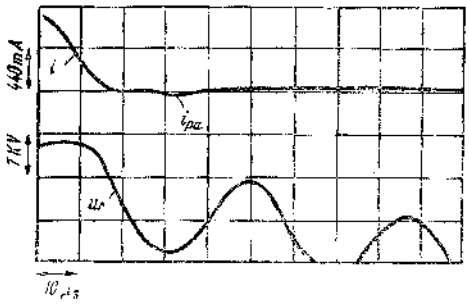


Fig. 6.35. Curent post arc termic.

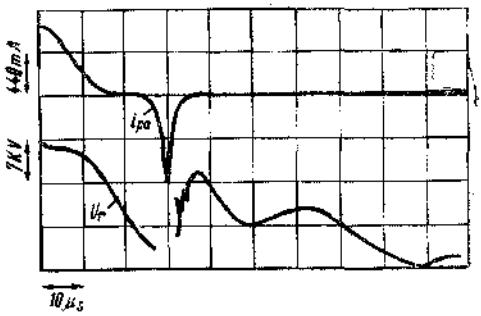


Fig. 6.36. Curent post arc dielectric.

— *Curentul post arc dielectric urmat de post arc termic.* După procesul străpungerii de scurtă durată și deci a dispariției tensiunii oscilante de restabilire, apare un curent post arc termic, însoțit de tensiunea oscilantă de restabilire proprie rețelei ca în figura 6.37. În ce privește dependența capacității de rupere față de prezența curentului post arc, se poate spune că experimentările de pînă în prezent nu permit să se tragă concluzii definitive.

Mai trebuie precizat că în cazul încercărilor sintetice, nu se poate reproduce curentul post arc în camerele de stingere ale întreruptoarelor și ca urmare valabilitatea acestor încercări rămîne a fi verificată prin încercări directe în rețea.

6.4.2.2. **Condiții cantitative.** Se poate stabili o relație cantitativă între tensiunea de restabilire u_r și parametrii arcului (p_0, G_0, τ, $\bar{I}$) de curent alternativ, privind condițiile stingerii, dacă se studiază procesele care au loc în zona trecerii prin valoarea zero a intensității curentului.

Pentru studiul condițiilor de stingere ale arcului electric se poate admite p_0=const, numai pentru un interval de timp foarte scurt. Intervalul cel mai potrivit este momentul trecerii prin zero a curentului, căci în acest moment condițiile de întrerupere ale curentului în întreruptor sînt optime, ionizarea fiind minimală.

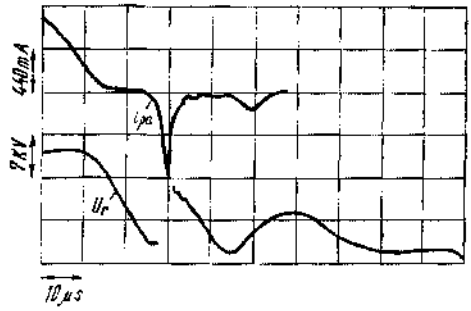


Fig. 6.37. Curent post arc dielectric și termic.

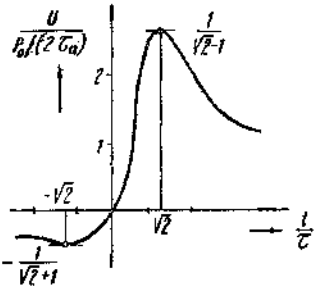


Fig. 6.38. Tensiunea arcului electric în jurul $i=0$.

Se poate considera cu suficientă aproximație că, în jurul momentului pentru care $i=0$, curentul variază liniar, adică

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}=a \quad \text{și} \quad i=\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}t=at.$$

În aceste condiții, ecuația diferențială (6.46) devine

$$\frac{1}{at}a-\frac{1}{u}\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=\frac{u\,at}{p_0}-\frac{1}{\tau} \quad \text{sau}$$

$$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}-u\left(\frac{1}{t}+\frac{1}{\tau}\right)+\frac{a\,t}{\tau p_0}u^2=0. \tag{6.109}$$

Această ecuație diferențială are soluția (demonstrată în anexa 6.7.2)

$$u=\frac{p_0}{2\tau a}\frac{\frac{t}{\tau}}{1-\frac{t}{\tau}+\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \tag{6.110}$$

și este reprezentată grafic, în figura 6.38, în mărimi relative, în jurul punctului $i=0$, căruia îi corespunde $\frac{t}{\tau}=0$. Vîrfurile de tensiune corespund raportului $t/\tau=\pm\sqrt{2}$, iar raportul între maxime este de 5,83.

Conductanța arcului în momentul trecerii curentului prin zero este

$$G_0=\frac{\left(\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)_{t=0}}{\left(\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right)_{t=0}}=\frac{a}{\left(\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right)_{t=0}}.$$

Din relația (6.110) rezultă că $\left(\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right)_{t=0}=\frac{p_0}{2\tau^2 a}$ și expresia conductanței devine

$$G_0=\frac{2a^2\tau^2}{p_0}. \tag{6.111}$$

Din această relație rezultă că valoarea conductanței arcului electric, la trecerea curentului prin valoarea zero, este cu atît mai mare cu cît panta curentului $a=\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ și constanta de timp τ a arcului este mai mare. Creșterea puterii disipate p_0 și deci răcirea arcului reduce conductanța arcului.

În ipoteza că tensiunea oscilantă de restabilire nu este influențată de conductanța de rest a arcului se poate accepta că o reaprindere are loc, după trecerea prin zero a curentului dacă valoarea conductanței este în creștere, adică $\mathrm{d}G/\mathrm{d}t>0$ sau $ui>p_0$. Deci puterea introdusă în arc trebuie să depășească puterea cedată mediului exterior. Ultima relație se mai scrie sub forma

$$u^2G>p_0 \quad \text{sau} \quad u>\sqrt{\frac{p_0}{G}}. \tag{6.112}$$

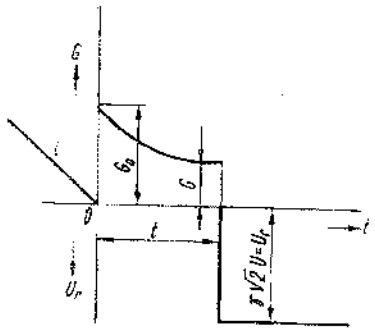


Fig. 6.39. Conductanța de rest și tensiunea oscilantă de restabilire.

Deci reaprinderea arcului electric este condiționată de pierderile de putere și de conductanța arcului electric.

Relația (6.112) arată că tensiunea arcului electric trebuie să depășească valoarea radicalului și în acest scop sursa de energie din rețea trebuie să livreze o tensiune oscilantă de restabilire egală cu valoarea radicalului, pentru a se produce reaprinderea arcului.

Această condiție de reaprindere poate fi determinată cantitativ pe baza figurii 6.39, unde sînt reprezentate fenomenele ce interesează în jurul momentului $t=0$, de trecere prin zero a curentului i.

Se consideră că tensiunea oscilantă de restabilire apare la valoarea $u_r=\gamma\sqrt{2}U$, în mod brusc, după pauza de timp t, scursă de la trecerea prin zero a curentului. Pentru acest moment se poate calcula conductanța arcului electric, pe baza definiției constantei de timp. Se poate scrie astfel

$$G=G_0\ e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{6.113}$$

relație care introdusă în (6.112) conduce la

$$u_r=\gamma\sqrt{2}U>\sqrt{\frac{p_0}{G_0}\ e^{\frac{t}{\tau}}}. \tag{6.114}$$

Relația (6.114) stabilește condiția reamorsării arcului în ipoteza că tensiunea oscilantă de restabilire nu este influențată de curentul post arc și deci de ionizarea după trecerea prin zero a curentului.

Aplicație numerică. Pentru arcul electric de curent alternativ dintr-un întreruptor cu aer comprimat se cunoaște:

$$I=10\ \text{kA},$$

$$p_0=100\ \text{kW},$$

$$\tau=4\mu\text{s}.$$

Se cere să se calculeze:

a. Valorile vîrfurilor de tensiune la aprindere și stingere.

b. Momentele la care au loc aceste vîrfuri în raport cu trecerea prin zero a curentului.

c. Amplitudinea tensiunii oscilante de restabilire pentru a nu se produce reaprinderea arcului electric în întreruptor în ipoteza că frecvența proprie de oscilație a rețelei este de 10 kHz.

Curentul este de forma $i=\sqrt{2}I \sin \omega t$. Panta curentului la trecerea lui prin zero este:

$$\left[\frac{di}{dt}\right]_{t=0} = a = \omega\sqrt{2}I = 314 \cdot \sqrt{2} \cdot 10 = 4\,430 \text{ kA/s}.$$

Se calculează

$$\frac{p_0}{2\tau a} = \frac{100}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 4\,430} = 2{,}82 \text{ kV}.$$

Vîrful de tensiune la aprindere, conform figurii 6.38, este

$$u_a = \frac{p_0}{2\tau a} \frac{1}{\sqrt{2}-1} = 2{,}82 \cdot 2{,}42 = 6{,}81 \text{ kV}.$$

Vîrful de tensiune la stingere, conform figurii 6.38, este

$$u_s = \frac{p_0}{2\tau a} \frac{1}{\sqrt{2}+1} = 2{,}82 \cdot 0{,}414 = 1{,}17 \text{ kV}.$$

Momentele la care au loc vîrfurile de tensiune, conform figurii 6.38, sînt

$$t_{a,s} = \pm \tau\sqrt{2} = 4 \cdot 10^{-6}\sqrt{2} = \pm 5{,}65 \ \mu\text{s}.$$

Conductanța în momentul trecerii prin zero a curentului este

$$G_0 = \frac{2a^2\tau^2}{p_0} = \frac{2 \cdot 4{,}43^2 \cdot 10^{12} \cdot 16 \cdot 10^{-12}}{10^5} = 6{,}27 \cdot 10^{-3} \ s.$$

Se consideră că tensiunea de restabilire este de forma unei trepte care apare după timpul $T_0/4$, unde T_0 este perioada de oscilație a rețelei.

Deci

$$t = \frac{T_0}{4} = \frac{1}{4f_0} = \frac{1}{4 \cdot 10^4} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ s};$$

$$\frac{t}{\tau} = \frac{25 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10^{-6}} = 6{,}25.$$

Condiția de neamorsare a arcului electric, conform relației (6.114), este

$$\hat{u}_r < \sqrt{\frac{p_0}{G_0} e^{\frac{t}{\tau}}}, \text{ adică } \hat{u}_r < \sqrt{\frac{10^5}{6{,}27 \cdot 10^{-3}} e^{6{,}25}}$$

sau $u_r < 91{,}3$ kV. La un factor de oscilație teoretic $k=2$, tensiunea nominală a rețelei poate fi de cel mult

$$U_n = \frac{\hat{u}_r}{2\sqrt{2}} = \frac{91{,}3}{2\sqrt{2}} = 32{,}4 \text{ kV}.$$

Observații asupra discontinuității curentului. Slamecka arată [143] că, dacă arcul electric este răcit intens, acesta prezintă o discontinuitate la trecerea

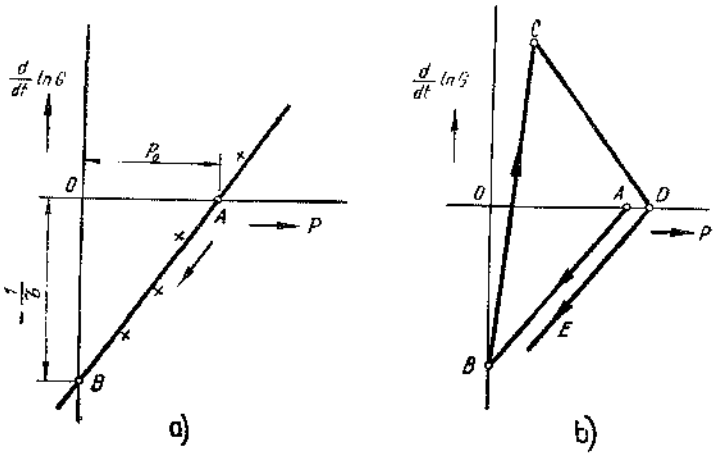


Fig. 6.40. Aplicabilitatea teoriei lui Mayr.

prin valoarea zero a intensității curentului și deci nu mai este valabilă relația $i=at$. Pentru această situație rezultă valori modificate ale tensiunii de restabilire față de relația (6.114).

Observații asupra aplicabilității teoriei Mayr. Condițiile reaprinderii sau stingerii arcului electric se cercetează cu ajutorul ecuației lui Mayr, scrisă sub forma

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln G=\frac{1}{\tau}\left(\frac{P-p_0}{p_0}\right), \tag{6.115}$$

unde $P=ui$ este puterea dezvoltată în coloana arcului electric. Oscilogramele curentului i în arc și a tensiunii u a arcului oferă posibilitatea reprezentării funcției $\frac{1}{i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}-\frac{1}{u}\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}=f(P)$ astfel încît această funcție se reprezintă grafic ca în figura 6.40, *a*. Pentru $P=p_0$ funcția ia valoarea zero, iar pentru $P=0$ valoarea funcției este $-\frac{1}{\tau}$ conform cu (6.115). Construcția grafică, prin metoda menționată constituie un mijloc de a determina, pentru o încercare, puterea disipată p_0 și constanta de timp τ. Verificările experimentale arată [130] că teoria lui Mayr este aplicabilă dacă panta tensiunii oscilante de restabilire nu acuză valori ridicate, ceea ce se întîmplă în cazul întreruperii curenților de scurtcircuit la bornele întreruptorului.

În cazul efectului kilometric[1] viteza de creștere a tensiunii oscilante de restabilire este sporită, iar ecuația arcului electric, cu puțin timp înainte de trecerea prin valoarea zero a curentului nu mai respectă ecuația (6.115). În adevăr cîmpul electric în coloana arcului electric, înainte de trecerea intensității

[1] A se vedea capitolul 8.1.3.8.

curentului prin valoarea zero, este relativ redus din cauza ionizării termice intense. După ce intensitatea curentului trece prin valoarea zero, ionizarea termică este foarte slabă, iar cîmpul electric crește sensibil ca urmare a apariției tensiunii oscilante de restabilire cu pantă mare. În aceste condiții, electronii sînt accelerați în cîmpul electric, dar atîta timp cît $eE\lambda < eU_i$ (energia de accelerare mai mică decît energia necesară ionizării prin șoc) nu se produce o ionizare prin șoc, ci o creștere a temperaturii electronului peste temperatura gazului [129]. Apare deci un dezechilibru termic de scurtă durată. Consecința este o creștere, de scurtă durată, a conductivității coloanei gazului mai mult decît corespunde ionizării termice. În figura 60, *b*, această creștere este reprezentată de segmentul *BC*. Ca urmare a creșterii conductivității, intensitatea cîmpului electric scade, iar electronii nu mai sînt accelerați de un cîmp electric intens. În consecință, se restabilește echilibrul termic. Această evoluție este notată în figura 6.40, *b* prin segmentul *CD*, după care echilibrul termic este restabilit, iar evoluția *DE* este corespunzătoare teoriei lui Mayr.

6.4.2.3. **Starea catodului.** La arcul electric de curent alternativ temperatura coloanei arcului urmărește cu întîrziere intensitatea curentului electric, astfel că valoarea minimă a temperaturii în coloana arcului electric apare după cîteva grade electrice de la trecerea intensității curentului prin valoarea zero. Acest proces este explicabil datorită existenței constantei de timp a arcului electric. Cumulat cu procesul menționat, natura și starea catodului au o influență mare în reaprinderea arcului electric de curent alternativ.

Reaprindere la catod caldă. Electrozii de cărbune sînt ideali pentru reaprinderea arcului electric. În adevăr, cărbunele are conductivitatea termică redusă (de exemplu $\lambda = 0{,}7$ W/m grd) și temperatura de sublimă ridicată ($T = 3923$°K). Aceste proprietăți fac ca temperatura electrodului să se mențină ridicată, chiar la trecerea intensității curentului prin valoarea zero, astfel încît se creiază condiții pentru emisia termică la apariția semiperioadei următoare de curent.

Condiții ideale de reaprindere a arcului electric sînt îndeplinite și de metalele cu conductivitate termică redusă și puncte de topire și fierbere ridicate. În această categorie intră wolframul cu conductivitatea termică $\lambda = 160$ W/m grd, temperatura de topire $T = 3\,669$°K, temperatura de fierbere $T = 4\,203$°K. Aceste condiții sînt îndeplinite la arcul electric de lungime mică, cînd o importantă cantitate din energia arcului este cedată contactelor.

Reaprinderea la catod rece. Dacă temperaturile de topire și fierbere ale metalelor de contact din camera de stingere sînt reduse, iar conductivitatea termică a acestor metale (Cu, Ag) este importantă, nu sînt îndeplinite condițiile pentru menținerea emisiei termice. În acest caz, reaprinderea arcului electric, la o nouă semiperioadă, necesită o tensiune sensibil mai mare decît tensiunea de arc. Reaprinderea este influențată de condiții locale, ca : materialul electrozilor, ionizarea de rest, viteza de creștere a tensiunii de restabilire, posibilitatea de creștere a curentului, după străpungerea spațiului dintre contacte. Studiul aprofundat al acestui proces indică următoarele posibilități de reamorsare ale arcului electric :

— străpungerea dielectrică fără sarcină spațială;
— străpungerea dielectrică cu sarcină spațială;
— reaprindere termică (conform teoriei Mayr);
— reaprindere termică cu dezechilibru termic (Rieder);
— străpungere dielectrică la temperatură ridicată.

În întreruptoare se pune problema remorsării arcului la catod rece, chiar dacă electrozii care preiau piciorul arcului electric sînt din Wolfram sau materiale sinterizate. În adevăr, arcul electric, în aparate de comutație, este alungit rapid, astfel încît electrodul preia o mică parte din energia produsă de arc. Reaprinderea mai este condiționată și de starea acumulatoarelor de energie din rețea, în momentul trecerii curentului prin valoarea zero, în mod natural, sau cu smulgere de curent.

6.4.3. Fenomene de interacțiune între arcul electric și rețea

În principiu, fiecare punct al unei rețele electrice de distribuție sau transport este caracterizat de curentul de scurtcircuit și tensiunea de restabilire. Prezența arcului electric în anumite tipuri de întreruptoare, care determină, prin funcționarea lor o creștere sensibilă a rezistenței arcului electric, este de natură a diminua amplitudinea curentului de scurtcircuit și a modifica parametrii tensiunii oscilante de restabilire. Acest gen de interacțiune se numește *reacția arcului electric asupra rețelei* și este dezvoltat în capitolul 8.1.6, cu ocazia studiului întreruptoarelor de medie tensiune cu stingere în aer la presiunea atmosferică.

Alt gen de interacțiune, de natură a influența stabilitatea sau instabilitatea arcului electric, stingerea sau reaprinderea arcului, prezența sau absența curentului post arc, se datorează prezenței acumulatoarelor de energie în rețea. Astfel la trecerea curentului prin valoarea zero, o importantă energie rămîne acumulată în capacitatea rețelei, ceea ce determină întreținerea în continuare a arcului electric, care altfel s-ar fi stins. Acest gen de interacțiune se numește *reacția rețelei* asupra arcului electric și este tratat în acest capitol.

6.4.3.1. **Stingerea arcului la trecerea curentului prin valoarea zero.** Se consideră schema electrică din figura 6.41, *a*, care reprezintă simplificat rețeaua electrică, în etapa deconectării scurtcircuitului de întreruptor, deci în prezența arcului electric în întreruptor. Cu notațiile din figură, ecuațiile rețelei sînt

$$u_s = U_s = R i_t + L \frac{\mathrm{d}i_t}{\mathrm{d}t} + u \tag{6.116}$$

$$u = R_1 i_a + \frac{1}{C}\int_0^t i_a \, \mathrm{d}t \quad \text{sau prin derivare}$$

$$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = R \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} + \frac{i_a}{C} \tag{6.117}$$

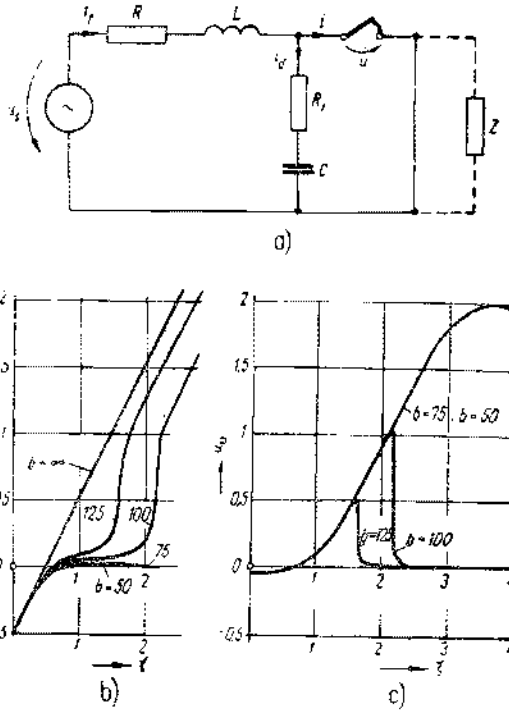


Fig. 6.41. Referitor la reacția rețelei asupra arcului electric.

$$i_t = i_a + Gu\,. \tag{6.118}$$

Ecuația arcului electric (6.44) mai poate fi scrisă sub forma

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln G = \frac{1}{G}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\tau}\left(\frac{u^2 G}{p} - 1\right). \tag{6.119}$$

Se calculează

$$\frac{\mathrm{d}\left(\frac{1}{G}\right)}{\mathrm{d}t} = -\frac{1}{G^2}\frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t}$$

și ținînd seama de (6.119) se obține

$$\frac{\mathrm{d}\left(\frac{1}{G}\right)}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\tau}\left(\frac{1}{G} - \frac{u^2}{p_0}\right). \tag{6.120}$$

Ecuațiile rețelei (6.116), (6.117), (6.118) și ecuația arcului electric (6.120) formează un sistem simultan, de ecuații diferențiale iar rezolvarea acestui sistem este posibilă cu ajutorul calculatorului electronic analogic. În acest scop, este necesar ca ecuațiile să fie scrise cu mărimi adimensionale, iar soluția

să fie obținută în funcție de parametrii adimensionali. Noile variabile adimensionale sînt

$$i_\gamma = \frac{i_t}{U}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$i_\delta = \frac{i_a}{U}\sqrt{\frac{L}{C}},$$

$$u_\alpha = \frac{u}{U}, \tag{6.121}$$

$$y = G\sqrt{\frac{L}{C}},$$

$$\xi = \frac{t}{\sqrt{LC}}.$$

Se observă că noile mărimi adimensionale se obțin în funcție de tensiunea de vîrf U, impedanța caracteristică $\sqrt{L_0/C_0}$, viteza de propagare $1/\sqrt{L_0C_0}$, care sînt mărimi cunoscute pentru o linie dată și a cărei lungime este l. Cu noile variabile adimensionale (6.121) sistemul de ecuații devine

$$u_\alpha = 1 - \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} i_\gamma - \frac{\mathrm{d}i_\gamma}{\mathrm{d}\xi}$$

$$\frac{\mathrm{d}u_\alpha}{\mathrm{d}\xi} = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} + i_\delta \tag{6.122}$$

$$i_\gamma = i_\delta + y\ u_\alpha$$

$$\frac{\mathrm{d}\left(\frac{1}{y}\right)}{\mathrm{d}\xi} = \frac{a}{y} - bu_\alpha^2.$$

În relația (6.122) s-au făcut următoarele notații

$$\hat{S} = \frac{U^2}{L\omega} \text{ — puterea de scurtcircuit pe fază}$$

$$a = \frac{\sqrt{LC}}{\tau} \tag{6.123}$$

$$b = \frac{a^2\tau\hat{S}}{p_0}.$$

Se constată că parametrii arbitrari, de care depinde soluția sistemului sînt $R/\sqrt{\frac{L}{C}}$, $R_1/\sqrt{\frac{L}{C}}$, a, b. În figura 6.41, b s-a reprodus după Mayr [115] soluția sistemului (6.122) pentru curentul y u_α în arc, cînd $R=0$; $R_1=0$, $a=4$, iar b ia diferite valori. Pentru $b=\infty$, adică curent de scurtcircuit intens și putere disipată nulă, arcul se aprinde fără dificultate după trecerea curentului prin valoarea zero. Cu cît valoarea lui b scade, crește dificultatea reaprinderii arcului, iar la $b=75$ și $b=50$ se constată numai prezența curentului post arc. În figura 6.41, c s-a reprezentat tensiunea u_α la bornele întreruptorului. Cînd $b=50$ și 75, întreruperea este reușită, iar la bornele întreruptorului apare tensiunea oscilantă de restabilire. Cînd $b=100$; $b=125$ tensiunea prezintă vîrfuri și apoi revine la zero din cauza reaprinderii arcului electric.

6.4.3.2. **Instabilitatea arcului la deconectarea sarcinilor mici inductive.** La deconectarea transformatoarelor în gol, arcul electric în întreruptor este instabil, deoarece sistemul electric oscilează pe o frecvență proprie, iar arcul electric are o caracteristică negativă. Instabilitatea se manifestă prin întreruperea curentului înainte de trecerea naturală prin valoarea zero. Cu alte cuvinte, întreruperea are loc cu *smulgere de curent*.

Cercetarea fenomenului de instabilitate se face utilizînd metoda micilor variații. Se consideră figura 6.42, *a*, unde s-a reprezentat:

— Rețeaua electrică de alimentare, prin sursa de tensiune de vîrf U_s, inductivitatea L_r și capacitatea C_r.

— Transformatorul în gol, prin inductivitatea L_t și capacitatea C_t.

— Linia de racord între rețea și transformator prin inductivitatea L și rezistența R.

Se observă imediat că sistemul este predispus să oscileze pe frecvența proprie corespunzătoare schemei din figura 6.42, *b* deoarece pentru o pulsație ω_e se constată că $\omega_e L_t \gg \frac{1}{C_t \omega_e}$ și $\omega_e L_r \gg \frac{1}{C_r \omega_e}$.

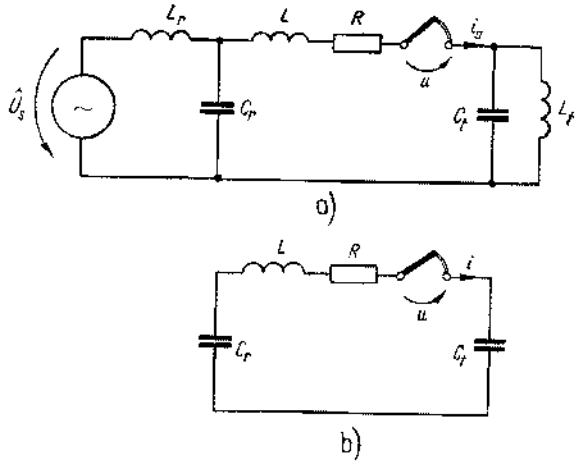


Fig. 6.42. Referitor la instabilitatea arcului electric.

Se notează :

tensiunea arcului electric $u_a = U_s + u$

curentul în arc $i_a = I_s + i$

conductanța arcului electric $G = \frac{i_a}{u_a}$ (6.124)

conductanța statică a arcului $G_s = \frac{I_s}{U_s}$,

unde U_s, I_s sînt mărimi statice, iar u și i variații de tensiune și curent în jurul valorilor statice. Ecuația care caracterizează oscilația proprie în circuitul din figura 6.42 este

$$u + R\, i + L \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C} \int_0^t i \, \mathrm{d}t = 0$$

sau prin aplicarea transformatei Laplace

$$\mathfrak{L}u + \left(R + pL + \frac{1}{pC}\right) \mathfrak{L}i = 0, \tag{6.125}$$

unde $C = \frac{C_r\, C_t}{C_r + C_t}$.

Cu notațiile (6.124) ecuația arcului electric se scrie

$$\frac{1}{G} \frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{u_a\, i_a}{p_0} - 1 \right)$$

sau

$$\frac{1}{\frac{I_s + i}{U_s + u}} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \left(\frac{I_s + i}{U_s + u} \right) = \frac{1}{\tau} \left[\frac{(U_s + u)\ (I_s + i)}{p_0} - 1 \right]. \tag{6.126}$$

Prin dezvoltarea relației (6.126), cu observația că $p_0 = U_s I_s$ și neglijarea termenilor care conțin infiniți mici de ordin superior se obține

$$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} + \frac{u}{\tau} - \frac{1}{G_s} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{i}{\tau G_s} = 0$$

sau prin aplicarea transformatei Laplace

$$\mathfrak{L}i = \frac{p\, \mathfrak{L}u + \frac{1}{\tau} \mathfrak{L}u}{\frac{p}{G_s} - \frac{1}{\tau G_s}}. \tag{6.127}$$

Expresia (6.127) se introduce în (6.125) și se obține

$$\mathcal{L}u\left[p^3+p^2\left(\frac{1}{LG_s}+\frac{R}{L}+\frac{1}{\tau}\right)+p\left(\frac{1}{CL}+\frac{R}{\tau L}-\frac{1}{\tau L\,G_s}\right)+\frac{1}{C\,L\tau}\right]=0,$$

adică o ecuație diferențială de ordinul trei cu ecuația caracteristică

$$p^3+p^2\,a_2+p\,a_1+a_0=0, \tag{6.128}$$

unde s-a notat

$$\begin{aligned} a_2&=\frac{1}{L}\left(\frac{1}{G_s}+R\right)+\frac{1}{\tau}\\ a_1&=\frac{1}{\tau L}\left(R-\frac{1}{G_s}\right)+\frac{1}{LC}\\ a_0&=\frac{1}{CL\,\tau}. \end{aligned} \tag{6.129}$$

Criteriul de stabilitate Hurwitz aplicat ecuației (6.123) este

$$a_0>0;\ a_1>0;\ a_2>0;\ D_n>0, \tag{6.130}$$

unde

$$D_1=a_1 \tag{6.131}$$

$$D_2=\begin{vmatrix} a_1 & a_0\\ 1 & a_2\end{vmatrix} \tag{6.132}$$

$$D_3=\begin{vmatrix} a_1 & a_0 & 0\\ 1 & a_2 & a_1\\ 0 & 0 & 1\end{vmatrix}\equiv D_2 \tag{6.133}$$

Din condiția $D_2>0$ se obține

$$\tau^2>\frac{1-RG_s}{1+RG_s}\,C\left(L+\tau\frac{RG_s+1}{G_s}\right), \tag{6.134}$$

iar dacă amortizarea este mică $R\to 0$ și deci rezultă

$$\tau^2-\frac{C\tau}{G_s}>LC.$$

La limita stabilității

$$\tau^2-\frac{C\tau}{G_s}-LC=0$$

cu soluția

$$\tau=\frac{1}{2}\left(\frac{C}{G_s}+\sqrt{\frac{C^2}{G_s^2}+4\,LC}\right). \tag{6.135}$$

Conductanța statică $G_s=I_s/U_s$ ia valori relativ reduse pentru intensități reduse de curent, astfel că partea dreaptă a ecuației (6.135) ia valori cu atît mai mari cu cît curentul întrerupt este mai redus (sarcini mici întreruptive) și cu cît capacitatea C și inductivitatea L sînt mai mari. Pentru ca arcul să ardă stabil pînă la trecerea curentului în mod natural prin valoarea zero sînt necesare valori ridicate ale constantei de timp τ, ceea ce din punct de vedere fizic nu este posibil, iar arcul se va stinge înainte de trecerea prin zero a intensității curentului.

Din (6.130) și (6.131) rezultă condiția de stabilitate $a_1>0$, adică

$$\frac{1}{\tau L}\left(R-\frac{1}{G_s}\right)+\frac{1}{LC}>0.$$

Pentru amortizare nulă, adică $R\to 0$ se obține

$$\tau>\frac{C}{G_s} \tag{6.136}$$

sau dacă regimul static este caracterizat de relația $P_s=I_s\ U_s$ rezultă

$$I_s^2>\frac{CP_s}{\tau}. \tag{6.137}$$

Cu cît capacitatea C este mai mare, cu atît, pentru a asigura stabilitatea, este necesar ca intensitatea curentului, în regim static, să crească.

6.5. MEDII DE STINGERE ȘI PRINCIPII DE STINGERE

Tehnica întreruperii în aparatele de comutație mecanică echivalează cu tehnica stingerii arcului electric. În acest scop este necesar să se aleagă medii potrivite, în care să ardă arcul electric, iar răcirea arcului să fie activată după principii logice.

6.5.1. Medii de stingere

Mediul de stingere vine în contact cu arcul electric la temperaturi de ordinul 5 000 — 10 000°K, temperaturi la care mediile solide și lichide se descompun în gaze. Excepție face întreruptorul în vid, la care extragerea de purtători de sarcină are loc prin difuzia în vacuum și la care recombinarea purtătorilor de sarcină se face în contact cu pereții reci ai recipientului. Mediile de stingere sînt :

— *Medii solide.* Se folosesc *medii solide granuloase*, ca nisipul de cuarț. Prin granulare se mărește suprafața de cedare de căldură a arcului, iar granulele constituie centre de răcire în coloana arcului. Mediile solide din ceramică electrotehnică sau ceramică cu oxid de zircon sînt de asemenea folosite la răcirea arcului electric în camere cu fante.

— *Medii solide gazogene.* Materiale solide ca aminoplast, fibra, pollopas se descompun în gaze sub acţiunea arcului electric. Aceste gaze creează o presiune locală asupra coloanei arcului electric şi deci permit extragerea de căldură.

— *Medii lichide.* În unele aparate se folosesc ca medii de stingere uleiul mineral sau apa.

Uleiul este un mediu de stingere a cărui utilizare decurge din proprietatea de a produce gaze de descompunere cu conţinut mare de hidrogen[1]). Cantitatea de gaze produse de energia arcului electric este dată de cifra lui Bauer

$$V_n = c_n \; W_a \,, \tag{6.138}$$

unde: V_n[cm³], redus la 20°C şi 1 at este volumul de gaze produs;

W_a[kWs] este energia arcului electric, $W_a = \int_0^t ui \; dt$;

c_n[cm³/kWs] este cifra Bauer, care la ulei este de aproximativ 60 cm³/kWs.

Uleiul mineral este combustibil şi prezintă pericol de explozie în aparatele construite.

Apa ca mijloc de stingere este cunoscută din vechime, dar nu a fost folosită din cauza proprietăţilor izolante reduse; se utilizează în întreruptoarele cu *expandare*, în care sub acţiunea arcului electric se produce *hidrogen* în proporţie de peste 90%.

Dezavantajul utilizării apei constă în evaporarea rapidă şi punctul ridicat *de îngheţ*. Printr-un adaos de 20% de *Aethilenglicol* nu mai există pericol de îngheţ în spaţii închise, iar prin adaos de 70% nu există pericol de îngheţ nici la —70°C. Pentru un adaos mai mare de glicol, amestecul devine combustibil, deci nerecomandabil.

Adaosul de glicol în proporţii mai mari, dar fără a se atinge amestecul combustibil, are avantajul, în afară de scăderea punctului de îngheţ, de a mări cantitatea de gaze produse şi deci a activa efectul de stingere, şi de a reduce posibilitatea de degradare a conductivităţii amestecului în timp. În tabela 6.3. se indică conductivitatea amestecului apă cu glicol, iar în figura 6.43 se indică dezvoltarea de gaze şi temperatura de îngheţ a amestecului.

Amestecul de apă-glicol nu are capacitate de izolare şi de aceea întreruptorul trebuie să aibă în afara camerei de stingere (de exemplu, în aer) o distanţă de separare.

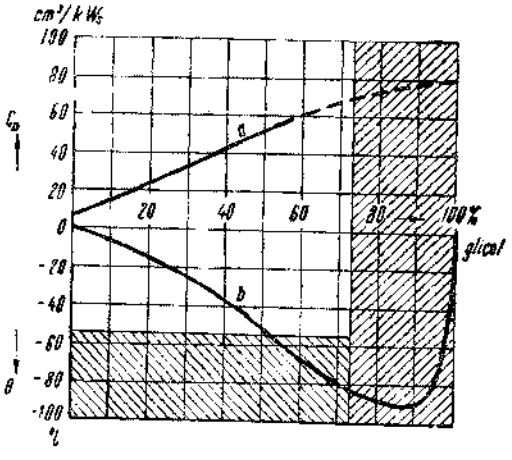


Fig. 6.43. Proprietăţile amestecului apă-glicol.

[1]) A se vedea paragraful 6.3.4.3.

TABELA 6,3

Conductivitatea amestecului de apă cu glicol

Conținut de glicol %	Conductivitate în stare nouă	Conductivitate după trecerea unui timp
20	10 μS/cm	1 000 μS/cm
70	10 μS/cm	100 μS/cm

Avantajul conductivității reduse constă în comportarea amestecului ca o rezistență variabilă (la anclanșare și declanșare) pe coloana arcului electric, ceea ce reduce supratensiunile și oscilațiile proprii, mai ales în cazul întreruperii curenților mici inductivi, așa cum se indică în figura 6.44, unde rezistența echivalentă a lichidului este conectată la bornele întreruptorului.

— *Medii de stingere gazoase.* În tehnica tensiunilor înalte s-a folosit ca mediu de stingere, mai întîi aerul, cu conținutul său preponderent în *azot.* Conductivitatea termică a azotului este redusă astfel încît acțiunea de stingere este slabă, atîta timp cît nu se folosesc mijloace suplimentare. Astăzi se folosește aerul „liniștit" numai la întreruperea curenților mici, cum sînt curenții de magnetizare ai transformatoarelor de putere redusă.

Cu toată conductivitatea termică redusă *aerul comprimat* este folosit la stingerea arcului din motive economice. Prin comprimarea aerului se îmbunătățesc condițiile de transmiterea căldurii (deci de răcire) a arcului electric.

Hidrogenul este deosebit de favorabil din cauza conductivității lui termice sporite, dar din motive economice nu are utilizare directă. Practic, hidrogenul apare ca produs al descompunerii mediilor lichide și solide.

Hexafluorura de sulf SF_6 are proprietăți izolante și termice deosebite[1]. Din motive economice nu se recomandă pierderea gazului din întreruptor și din această cauză acesta trebuie să aibă o construcție etanșă. Gazul SF_6 este electronegativ, adică are proprietatea de a fixa electronii pe atomii neutri, formînd ioni negativi, care se pot recombina.

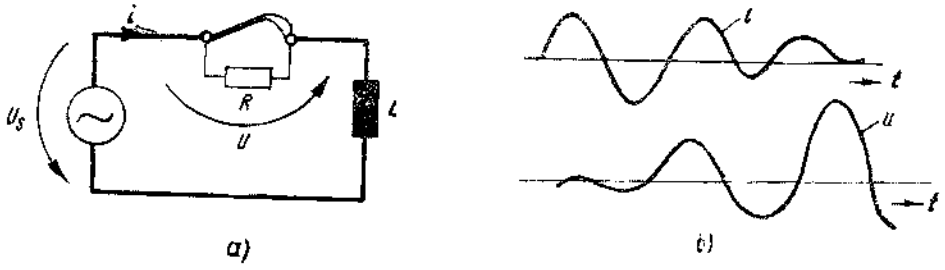


Fig. 6.44. Rezistența echivalentă a amestecului apă-glicol:
a — schema echivalentă; *b* — diagramele tensiunii și curentului.

[1] A se vedea paragraful 6.3.4.4.

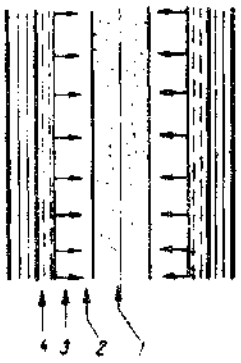


Fig. 6.45. Relativ la principiul expandării.

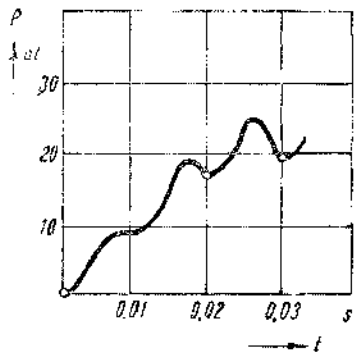


Fig. 6.46. Presiunea în camera de stingere cu expandare.

6.5.2. Principii folosite la activarea stingerii arcului electric

Folosirea proprietăţilor de material ale mediilor în care arde arcul electric, în scopul activării răcirii, se face după unele principii.

6.5.2.1. **Principiul expandării.** Acest principiu este folosit la întreruptoarele cu lichid (ulei sau apă) şi constă din evaporări succesive de lichid urmate de creşterea presiunii, ceea ce determină o mai bună extragere de căldură din coloana arcului electric. În figura 6.45 se prezintă starea diferitelor medii într-o cameră de stingere.

Arcul electric *1*, care arde într-un mediu lichid, *descompune* lichidul. Gazele formate, *2*, înconjură coloana arcului şi creează o presiune. Se stabileşte astfel un echilibru dictat de *presiunea* şi *temperatura* din camera de stingere. La trecerea prin zero a curentului, energia introdusă în arc este nulă şi dezvoltarea de căldură este nulă, presiunea gazelor diminuează ca în figura 6.46 şi ca urmare lichidul supraîncălzit *4* se evaporă prin suprafaţa *3*. Vaporii antrenează şi lichid sub formă de stropi, care răcesc coloana arcului. De mare importanţă este ca pe cît posibil lichidul să fie în contact cu coloana arcului, în perioada de dezvoltare de energie nulă. La o cameră de stingere cu pereţi netezi, uleiul este evacuat sub acţiunea presiunii, aproape complet, cum se indică în figura 6.47, *a*. În figura 6.47, *b* se vede că, din *cauza buzunarelor*, cu care este prevăzută camera de stingere, uleiul nu este complet evacuat. În plus, la retragerea contactului mobil se produce şi o spălare a arcului cu lichid, ca în figura 6.47, *b* şi prin aceasta procesul de stingere se îmbunătăţeşte.

Camera elastică. Arcul de curent mic trebuie stins cu o vaporizare suficientă a mediului lichid şi cu descompunerea acestuia. Din această cauză, la arcul de curent intens, camera de stingere este suprasolicitată. Camera elastică este

compusă din camere elementare care permit prin șlițuri radiale evacuarea gazelor, în scopul menținerii unei presiuni nepericuloase la distrugere. În figura 6.48 se indică schematic o secțiune într-o cameră elastică.

La construcția camerei de stingere din figura 6.49, contactul mobil *5* se deplasează în sens contrar sensului de evacuare a gazelor *1*, rezultate din descompu-

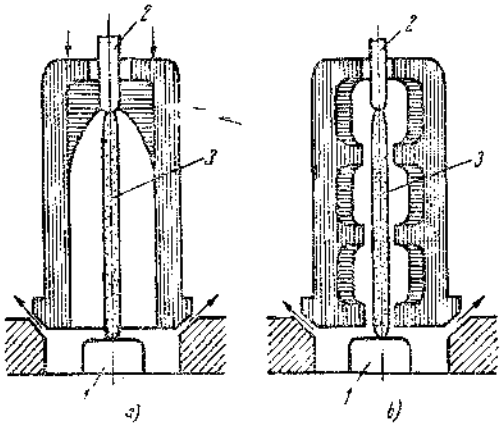


Fig. 6.47. Schițe pentru camere de stingere cu expandare.

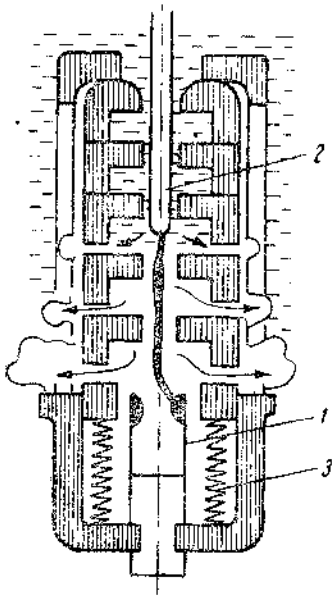


Fig. 6.48. Cameră de stingere elastică:

1 — contact fix; *2* — contact mobil; *3* — resort

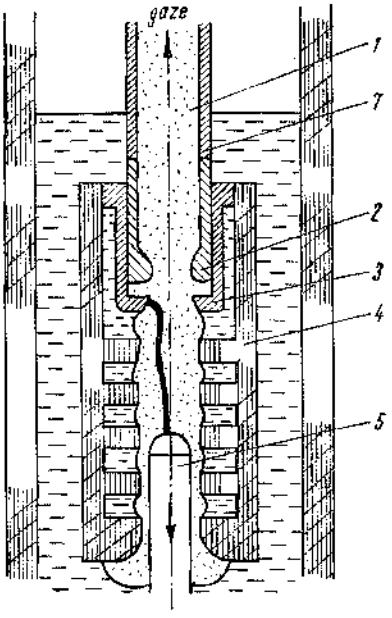


Fig. 6.49. Gazele se deplasează în sens opus contactului.

nerea uleiului. Gazele sînt evacuate prin țeava *3* plasată deasupra contactului fix *2*. Această dispoziție prezintă următoarele caracteristici:

— Arcul electric este menținut în bula de gaz cilindrică, pe toată lungimea sa, bulă care vine în contact cu ulei mereu proaspăt.

— Presiunea în camera de stingere *4* este controlabilă și determinată de scurgerea gazelor prin țeava *7*.

— La finele cursei, după stingerea arcului electric, contactul *5* se găsește muiat în ulei rece, ceea ce contribuie ca arcul electric să nu mai reamorseze. Construcții mai noi sînt prevăzute cu orificii practicate în contactele fix și mobil pentru injecția uleiului proaspăt în camera de stingere.

6.5.2.2. **Principiul jetului.** După acest principiu, mediul de stingere — lichid sau gazos — este dirijat asupra arcului electric. În acest mod, mediul de stingere este mereu împrospătat pentru a răci continuu arcul electric. Întreruperea are loc la trecerea curentului prin valoarea zero, cînd energia dezvoltată de arcul electric este practic nulă și cînd între contacte se introduce mediul de stingere neionizat.

La întreruptoarele cu lichid jetul poate proveni ca o consecință a descompunerii lichidului și a formării unei presiuni, care determină împingerea lichidului asupra arcului electric sau poate fi format cu ajutorul unui dispozitiv mecanic. Ambele soluții pot fi combinate ca în figura 6.50, care reprezintă schița unei camere de stingere de medie tensiune de construcție Siemens, cu următoarele repere:

1 — contact fix; *2* — tije mobilă; *3* — ajutaj circular; *4* — ulei; *5* — vîrf din material izolant; *6* — orificii pentru admiterea uleiului necesar pompei mecanice.

La întreruptoarele cu jet de gaz — aer comprimat sau hexafluorură de sulf — acesta este produs în exterior cu ajutorul compresoarelor. Principalele dispozitive de stingerea arcului cu ajutorul jetului de gaz sînt indicate în figura 6.51, după cum urmează:

— Principiul jetului axial este schițat în varianta 6.51,*a*. Aerul comprimat la presiuni de 15-20 at este dirijat axial în ajutajul în care arde arcul electric, acesta fiind întins între contactul mobil și un contraelectrod, care se află la același potențial cu contactul fix. În acest mod, arcul electric este răcit, iar întreruperea are loc la trecerea curentului prin valoarea zero. Capacitatea de

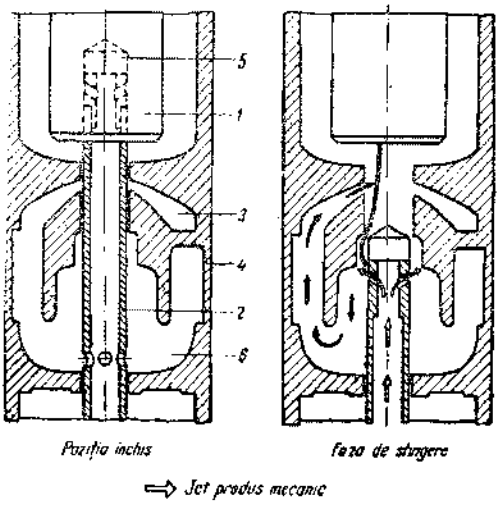


Fig. 6.50. Cameră de **stingere cu** jet de ulei combinat.

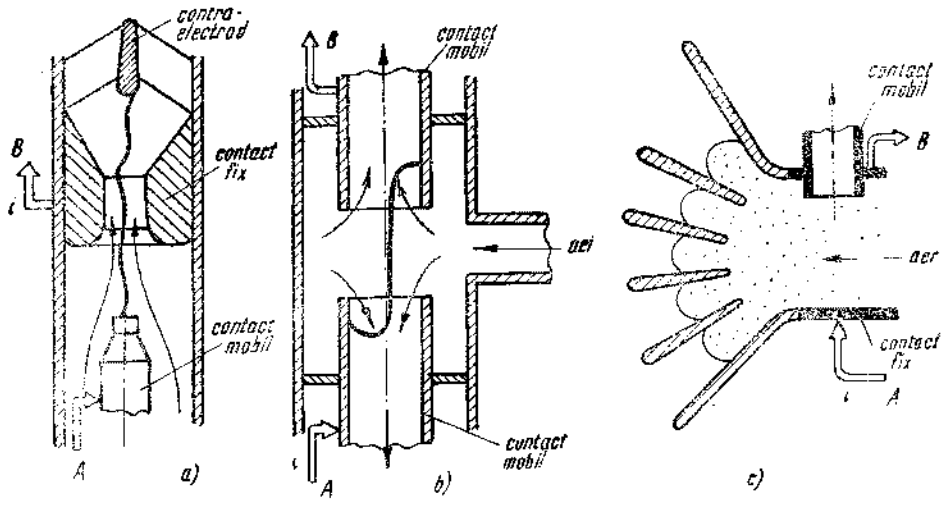


Fig. 6.51. Jetul de gaz.

deconectare, adică valoarea maximă a curentului întrerupt, este limitată de încălzirea excesivă a gazului în ajutaj. Dacă această încălzire provoacă — prin dilatarea gazului — o presiune mai mare decît presiunea de admisie a gazului rece, jetul de gaz nu mai poate circula prin ajutaj pentru a răci arcul electric și se produce efectul de refulare[1] al arcului electric. Contraelectrodul determină limitarea puterii dezvoltate de arcul electric după relația

$$P = ui = E_a li \qquad (6.139)$$

unde E_a este gradientul de potențial, l — lungimea arcului și i intensitatea curentului. Limitarea puterii dezvoltate de arcul electric, ca urmare a limitării lungimii arcului, determină și o limitare a capacității de deconectare a camerii de stingere. În același timp, solicitarea termică a camerei de stingere rămîne moderată. Caracteristic pentru o cameră de stingere cu jet de gaz este faptul că, dacă arcul nu este stins la prima trecere prin zero a curentului, întreruperea nu mai poate avea loc. În adevăr, următoarele treceri prin zero ale curentului va găsi camera de stingere într-o stare de ionizare mai pronunțată decît prima trecere prin zero. Jetul de gaz axial este folosit la întreruptoarele de medie tensiune.

— Principiul jetului radial de gaz este schițat în figura 6.51, *b*, unde viteza gazului are o componentă radială. Ambele contacte, de formă tubulară, sînt mobile, iar aerul se scurge prin golurile contactelor tubulare. Vaporii metalici rezultați din acțiunea temperaturii arcului electric asupra contactelor sînt eliminați din zona arcului electric. Deși o cameră de stingere, construită după principiul jetului radial, este complicată din punct de vedere cinematic și con-

[1] A se vedea capitolul 8: Aparate de înaltă tensiune.

structiv, eficiența sporită a jetului radial face ca acest tip de cameră să fie unanim folosit în cazul întreruptoarelor de foarte înaltă tensiune, cu capacitate de rupere limită.

— Principiul jetului transversal de gaz este indicat în figura 6.51, *c*. Jetul de gaz este dirijat transversal pe direcția arcului electric, care astfel este împins asupra unor pene izolante din material refractar. Această soluție este robustă, se utilizează numai la tensiuni medii și necesită un consum relativ mare de material.

6.5.2.3. **Efectul de electrod.** Folosirea efectului de electrod la stingerea arcului electric se bazează pe relația (6.35) a lui Ayrton, în care se arată că, pentru un material de electrod dat, căderea de tensiune la electrod este o mărime constantă. Prin divizarea arcului electric în n segmente, cu ajutorul unor plăci sau bare metalice, căderea de tensiune la electrozi crește de n ori față de căderea de tensiune a unui singur interval, iar ecuația (6.35), pentru intensități importante ($I>100$ A) se poate scrie sub forma

$$u=n\alpha+\gamma l. \tag{6.140}$$

Căderea de tensiune $\gamma l=E\ a\ l$ este neglijată față de căderea de tensiune $n\alpha$ la electrod, astfel încît *condiția stingerii arcului de curent continuu* este

$$n\alpha>u, \tag{6.141}$$

adică suma căderilor de tensiune la electrod să fie mai mare decît tensiunea de ardere a arcului electric. Camerele de stingere ale aparatelor de curent continuu nu se contruiesc, de regulă, după principiul efectului de electrod, deoarece eficiența este redusă, ca urmare a faptului că energia arcului electric provine și din energia acumulată în inductivitatea rețelei. În acest caz se preferă ca stingerea să aibă loc prin lungirea și răcirea arcului în contact cu pereții reci.

Efectul de electrod este frecvent utilizat la stingerea arcului electric de curent alternativ în întreruptoare și contactoare de joasă tensiune. În acest caz, stingerea arcului electric este urmată de trecerea naturală a curentului prin valoarea zero, astfel că tensiunea pe interval, între două plăci, necesară stingerii este de ordinul 100-200 V și nu numai $\alpha\approx 30$ V. cît este în cazul stingerii curentului continuu. Numărul de intervale de stingere între plăcuțele metalice se calculează ținînd seama de valoarea tensiunii de restabilire. La deconectarea circuitelor trifazate, cu sarcină inductivă, se consideră condiția întreruperii în polul în care curentul trece primul prin valoarea zero[1]. În acest caz numărul de intervale rezultă

$$n=\frac{k_n\gamma 1{,}5U_n\sqrt{2}}{U_c\sqrt{3}}. \tag{6.142}$$

unde s-a notat: k_n — coeficient de neuniformitate ($k_n\approx 1{,}2$ — $1{,}3$);
γ — factorul de oscilație ($\gamma\approx 1{,}4$);
U_n — tensiunea sursei, între faze, valoare efectivă;
U_c — tensiunea de calcul pentru un interval, valoare de vîrf:
$U_c\approx 100\div 200$ V.

[1] A se vedea capitolul 2, tensiunea oscilantă de restabilire.

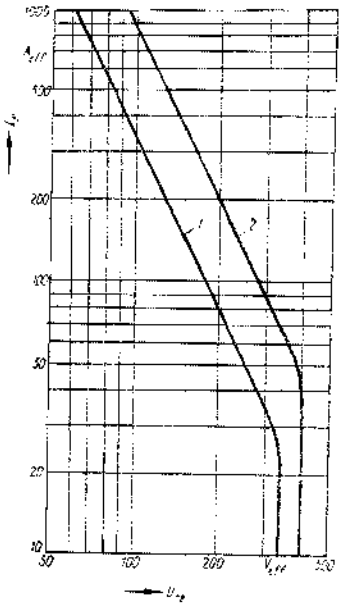


Fig. 6.52. Curentul întrerupt în funcție de tensiunea pe interval.

Tensiunea de calcul U_c pe interval depinde de intensitatea curentului și în oarecare măsură și de construcția aparatului.

În figura 6.52 se dau, după Franken [53], valori ale curenților I_r, care produc reaprinderea arcului electric, în funcție de tensiunea de restabilire U_{re}, valoarea efectivă, pentru polul care întrerupe primul. Semnificația curbelor din figura 6.52 este următoarea:

1 — Contactor de 30 A cu întrerupere dublă cos φ=0,36—0,42.

2 — Contactor de 80 A cu întrerupere cuadruplă cu contacte de argint Ag Cd 0 (90/10).

Dispoziția plăcilor metalice într-o cameră de stingere cu efect de electrod este arătată în figura 6.53. În varianta *a*, plăcile *3* sînt din oțel cuprat și au forma de V pentru ca, sub acțiunea nișei astfel formate, arcul să fie împins în camera de stingere, spre a fi divizat. Arcul electric inițial se stabilește între elementele de contact *1* și *2*. În varianta *b*, nișa camerii de stingere este multiplă, eficiența camerii este sporită față de soluția din varianta *b*. În figura 6.54 este schițată camera de stingere cu bare metalice. Arcul electric extins între rampele *2* și *3* este dirijat de barele *1*. Cercetări experimentale arată o eficiență sporită pentru o dispoziție îngrijită a barelor metalice ca în figura 6.54. Introducerea arcului electric în camera de stingere se face cu ajutorul suflajului magnetic, adică cu ajutorul unui cîmp magnetic auxiliar care se stabilește între plăcuțe feromagnetice *4* și *5*.

Un rol important, în procesul stingerii arcului electric, îl joacă și masa relativ importantă a plăcilor sau barelor metalice, care extrag căldură din coloana arcului electric. Astfel grosimi ale plăcilor de 2 mm și diametre ale barelor de 6—8 mm sînt uzuale.

6.5.2.4. **Principiul deion asociat cu suflajul magnetic.** După acest principiu, arcul electric este introdus în camera de stingere cu ajutorul suflajului magnetic care determină o lungire apreciabilă a arcului electric, astfel încît în relația (6.35) căderea de tensiune la electrozi este neglijabilă față de căderea de tensiune în coloana arcului electric, iar tensiunea arcului electric se poate scrie $u \approx \gamma l = E_a l$, unde $\gamma = E_a$ reprezintă gradientul de potențial, iar l lungimea arcului electric.

În camera de stingere, arcul este deionizat în contact cu pereții inițial reci ai acestei camere. De aci provine și denumirea de *deion* dată principiului.

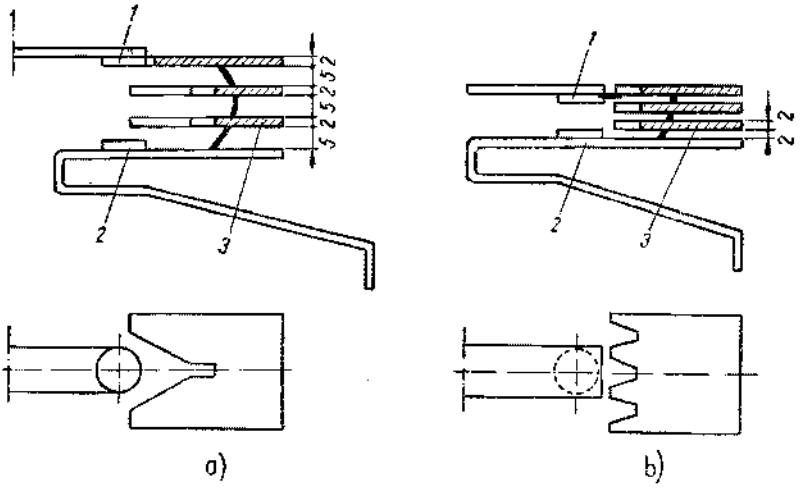


Fig. 6.53. Efectul de electrod cu plăci metalice.

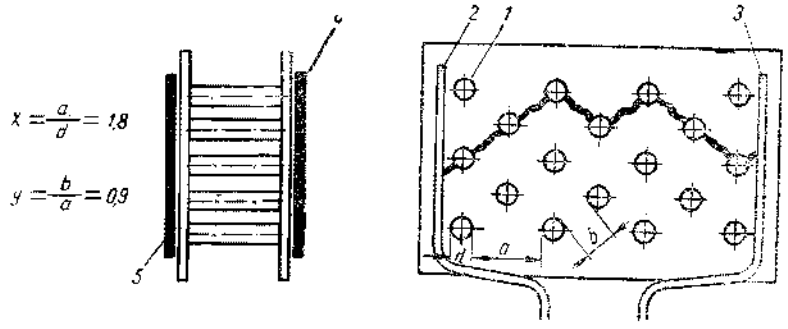


Fig. 6.54. Efectul de electrod cu bare metalice.

În figura 6.55 se prezintă schiţa dispozitivului de suflaj magnetic. Între armăturile *1*, *2* ale unui electromagnet excitat de curentul care trebuie întrerupt se produce cîmpul magnetic de inducţie $\boldsymbol{B}$. La aparaiţia arcului electric între elementele de contact *3* şi *4* se naşte forţa Lorentz $\boldsymbol{F}=\boldsymbol{J}\times\boldsymbol{B}$, care antrenează coloana ionizată a arcului în camera de stingere. În figura 6.56 se indică principial inserţia ionică a bobinei de suflaj, inserţie preferată la aparatele cu curent nominal important ($I>100$ A) în scopul eliminării pierderii de energie în bobina de suflaj, cînd aparatul este închis. Astfel numai după apariţia arcului electric între contactele *1* şi *2* şi deplasarea lui pe rampele *3*, *4* se introduce în circuit bobina de suflaj *5*. Principiul deion asociat cu suflajul magnetic este utilizat în construcţia contactoarelor şi întreruptoarelor de curent continuu, precum şi în construcţia întreruptoarelor de medie tensiune de curent alternativ, după cum se indică în figura 6.57. Arcul electric care apare

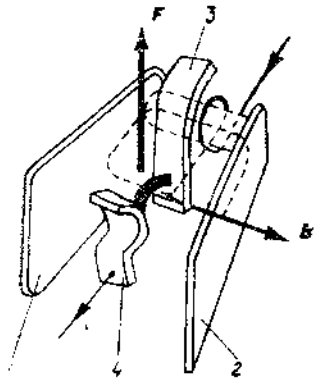


Fig. 6.55. Suflajul magnetic.

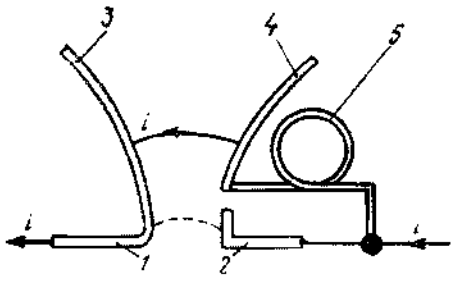


Fig. 6.56. Inserție ionică a suflajului magnetic.

între elementele de contact *1* și *2* este trecut prin autosuflaj între rampele *3* și *4*, iar mai departe este introdus în camera de stingere cu ajutorul bobinei de suflaj *5*, prevăzută cu miezul magnetic *6*. În camera de stingere se află piesele ceramice *7*, *8* cu fante decalate, care determină un drum șicanat și un contact bun al arcului electric cu pereții inițial reci ai pieselor ceramice *7*, *8*.

6.5.2.5. **Vidul.** La întreruperea efectuată în vid, arcul, de scurtă durată, poate exista numai în vaporii metalici proveniți din contactele care se separă. Deoarece vaporii metalici difuzează foarte repede în vid, rezultă că suportul material al arcului electric dispare. Prin procesul de condensare a vaporilor pe pereții reci ai recipientului, în care se află contactele, vidul se menține în continuare.

Întreruperea în vid a fost folosită inițial la întreruperea curenților slabi, dar în prezent s-a dezvoltat o tehnică specifică care permite întreruperea unor curenți intenși (200 A — 30 kA) la tensiuni ridicate (220 kV — 15 kV).

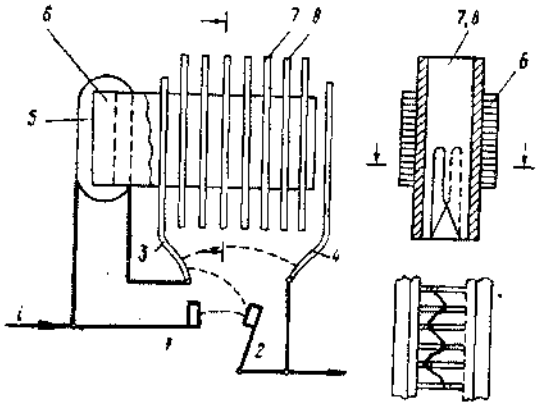


Fig. 6.57. Principiul deion asociat cu suflajul magnetic.

6.5.2.6. **Combinații.** În scopul creșterii eficienței unei camere de stingere se folosesc combinații de principii. Astfel întreruptoarele cu lichid funcționează atît după principiul expandării cît și al jetului. Folosirea gazului SF_6 ca mediu de stingere, după principiul jetului, crește sensibil eficacitatea camerii de stingere față de o cameră de stingere, care funcționează cu jet de aer comprimat.

Camerele de stingere ale aparatelor de joasă tensiune — contactoare și întreruptoare — folosesc simultan efectul de electrod prin divizarea arcului, principiul deion prin răcirea arcului scurt care are piciorul său așezat pe piese metalice cu masă importantă și ejecția de plasmă ca urmare a șicanării și strangulării drumului parcurs de arcul electric.

6.6. PROBLEME

1. Să se calculeze și deseneze curbele tensiunii arcului electric de curent continuu cu ajutorul formulelor (6.35) Ayrton și (6.36) Rieder pentru $i=0—200$A. Materialul folosit pentru electrozi este cuprul.

2. Să se determine numărul de intervale necesare stingerii arcului electric de curent alternativ într-o cameră de stingere cu efect de electrod în variantele

a) $I=1\,000$ A, 500 V;
b) $I=$ 200 A, 380 V;
c) $I=$ 25 A, 220 V.

3. Să se calculeze durata arderii arcului electric într-un întreruptor de curent continuu cu un curent nominal de 200 A. Se cunosc:
— curba $u=f(i)$ din problema 1 (Ayrton);
— constanta de timp $T=L/R=20$ ms;
— rezistența $R=2\Omega$;
— tensiunea nominală a sursei $U=800$ V.

4. Să se calculeze cîmpul de temperatură al unui arc electric de curent continuu, care arde într-o atmosferă de azot. Intensitatea curentului este de 10 A.

5. Să se calculeze presiunea în coloana unui arc electric care arde în aer la presiunea atmosferică în ipoteza densității de curent constante. Se vor folosi curbele din figura 6.23 pentru variantele:

a) $I=2\,000$ A;
b) $I=4\,000$ A;
c) $I=8\,000$ A.

6. Pentru arcul electric de curent alternativ caracterizat prin $I=12$ kA; $p_0=150$ kW; $\tau=5\mu$s se cere să se calculeze:
— Valorile vîrfurilor de tensiune la aprindere și stingere.
— Momentele la care au loc aceste vîrfuri în raport cu trecerea curentului prin valoarea zero.

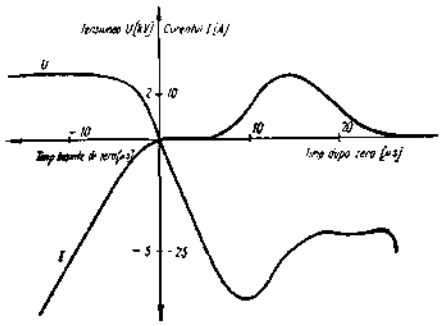


Fig. 6.58. Oscilogramele de tensiune și curent ale arcului electric.

— Valoarea de vîrf a tensiunii oscilante de restabilire de frecvență 5 kHz care mai permite stingerea arcului electric.

7. Să se determine constanta de timp τ a arcului electric și puterea disipată p_0 pentru arcul electric caracterizat prin oscilogramele de tensiune și curent din figura 6.58.

Cu u s-a notat valoarea instantanee a tensiunii arcului, iar cu i curentul în arc. În scopul rezolvării problemei se va trasa curba $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \ln G = f(u\, i)$.

6.7. ANEXE DE CALCUL

6.7.1. Demonstrația relației (6.48)

Dacă ecuația (6.46) se introduce $i = \hat{I} \sin \omega t$ și $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t = \omega \hat{I} \cos \omega t$ se obține

$$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} - \left(\omega \frac{\cos \omega t}{\sin \omega t} + \frac{1}{\tau} \right) u + \frac{\hat{I} \sin \omega t}{p_0} u^2 = 0$$

care este o ecuație diferențială de tip Bernoulli. Cu schimbarea de variabilă

$$u = \frac{1}{z} \; ; \qquad \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = -\frac{1}{z^2} \frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t}$$

se obține o ecuație diferențială liniară

$$\frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} + \left(\omega \frac{\cos \omega t}{\sin \omega t} + \frac{1}{\tau} \right) z - \frac{\hat{I} \sin \omega t}{p_0} = 0$$

a cărei soluție este:

$$z = \exp\left[-\int_0^t \left(\omega \frac{\cos \omega t}{\sin \omega t} + \frac{1}{\tau} \right) \mathrm{d}t \right] \times$$

$$\times \left\{ C + \int_0^t \frac{\hat{I} \sin \omega t}{\tau p_0} \exp\left[\int_0^t \left(\omega \frac{\cos \omega t}{\sin \omega t} + \frac{1}{\tau} \right) \mathrm{d}t \right] \mathrm{d}t \right\}.$$

Se calculează

$$-\int_0^t \left(\omega \frac{\cos\ \omega t}{\sin\ \omega t} + \frac{1}{\tau}\right) dt = -\ln(\sin\omega t) - \frac{t}{\tau};$$

$$\exp\left[-\ln(\sin\omega t) - \frac{t}{\tau}\right] = \frac{1}{\sin\ \omega t} e^{-\frac{t}{\tau}};$$

$$\exp\left[\ln(\sin\omega t) - \frac{t}{\tau}\right] = \sin\omega t e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Se obține astfel

$$z = \frac{Ce^{-\frac{t}{\tau}}}{\sin\ \omega t} + \frac{1}{\tau p_0 \sin\ \omega t} \int_0^t \sin^2\omega t\ e^{\frac{t}{\tau}}\, dt. \qquad (6.143)$$

După culegerea de probleme de analiză matematică de N. Ciorănescu și M. Roșculeț (p.287, exercițiul 33) se calculează

$$A = \int_0^t e^{\frac{t}{\tau}} \sin^2\omega t\, dt = e^{\frac{t}{\tau}} \left[\frac{\frac{1}{\tau}\sin\omega t - 2\omega\cos\omega t}{\frac{1}{\tau^2} + 4\omega^2} \sin\omega t + \frac{2\tau\omega^2}{\tau^{-\frac{1}{2}} + 4\omega^2}\right].$$

Astfel încît relația (6.143) devine

$$z = \frac{Ce^{-\frac{t}{\tau}}}{\sin\ \omega t} + \frac{1}{\tau p_0 \sin\ \omega t} \left[\frac{\frac{1}{\tau}\sin\ \omega t - 2\omega\ \cos\ \omega t}{\frac{1}{\tau^2} + 4\omega^2} \sin\ \omega t + \frac{2\tau\omega^2}{\frac{1}{\tau^2} + 4\omega^2}\right].$$

Cu notațiile

$$2\omega t = \operatorname{ctg}\varphi;\quad \sin\ \varphi = \frac{1}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}};\quad \cos\ \varphi = \frac{2\omega\tau}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}}$$

se obține succesiv

$$z = \frac{Ce^{-\frac{t}{\tau}}}{\sin\ \omega t} + \frac{1}{p_0 \sin\ \omega t}\left[(\sin\omega t\sin\varphi)(\sin\omega t\sin\varphi - \cos\omega t\cos\varphi) + \frac{1}{2}\cos^2\varphi\right].$$

Se observă că

$$-\cos\ \omega t\ \cos\ \varphi+\sin\ \omega t\ \sin\ \varphi=-\cos\ (\omega t+\varphi)$$

și deci

$$z=\frac{C\,e^{-\frac{t}{\tau}}}{\sin\ \omega t}+\frac{\bar{I}}{2p_0\ \sin\ \omega t}\left[\cos^2\varphi-2\ \sin\ \omega t\ \sin\ \varphi\ \cos\ (\omega t+\varphi)\right]$$

se înlocuiește $\cos^2\varphi=1-\sin^2\varphi$ și se obține

$$z=\frac{C\,e^{-\frac{t}{\tau}}}{\sin\ \omega t}+\frac{\bar{I}}{2p_0\ \sin\ \omega t}\left\{1-\sin\varphi[\sin\varphi+2\sin\omega t\cos(\omega t+\varphi)]\right\}. \quad (6.144)$$

Din trigonometrie se cunoaște că $2\ \sin\ a\ \cos\ b=\sin(a+b)+\sin(a-b)$ și deci

$$2\ \sin\ \omega t\ \cos\ (\omega t+\varphi)=\sin\ (2\omega t+\varphi)-\sin\ \varphi.$$

Relația (6.144) devine

$$z=\frac{C\,e^{-\frac{t}{\tau}}}{\sin\ \omega t}+\frac{\bar{I}}{2p_0\ \sin\ \omega t}\left[1-\frac{\sin\ (2\omega t+\varphi)}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}}\right]. \quad (6.145)$$

Expresia (6.145) se înmulțește cu $i=\bar{I}\ \sin\omega t$ și se observă că produsul $z\ i=G$ reprezintă conductanța arcului electric

$$G=\bar{I}\ C\ e^{-\frac{t}{\tau}}+\frac{\bar{I}^2}{2p_0}\left[1-\frac{\sin\ (2\omega t+\varphi)}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}}\right].$$

Constanta de integrare C se determină prin condiția la limită $t=0$; $G=G_0$ și deci

$$C=\frac{G_0}{\bar{I}} \quad (6.146)$$

care se introduce în relația (6.145) și se obține

$$z=\frac{G_0\,e^{-\frac{t}{\tau}}}{\bar{I}\ \sin\ \omega t}+\frac{\bar{I}}{2p_0\ \sin\ \omega t}\left[1-\frac{\sin\ (2\omega t+\varphi)}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}}\right].$$

Se revine la expresia lui $u=1/z$

$$u=\frac{2p_0}{\bar{I}}\ \frac{\sin\ \omega t}{\frac{2p_0\ G_0\ e^{-\frac{t}{\tau}}}{\bar{I}^2}+1-\frac{\sin\ (2\omega t+\varphi)}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}}}. \quad (6.147)$$

Se consideră expresia

$$B=\frac{2p_0\ G_0\ e^{-\frac{t}{\tau}}}{I^2}. \tag{6.148}$$

Pentru o durată scurtă, cînd se admite $p=p_0$ și deci regimul arcului ca fiind static cu $p_0=u_0i_0$ și $G_0=\frac{i_0}{u_0}$. În aceste condiții, expresia (6.148) se scrie

$$B=2\left(\frac{i_0}{I}\right)^2 e^{-\frac{t}{\tau}},$$

unde i_0 este o valoare medie a curentului în jurul trecerii prin zero. Deoarece $i_0 \ll I$, rezultă că $B\approx 0$, iar expresia tensiunii arcului este

$$u=\frac{2p_0}{I}\frac{\sin\ \omega t}{1-\frac{\sin\ (2\omega t+\varphi)}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}}}. \tag{6.149}$$

6.7.2. **Demonstrația relației (6.80)**

Cu schimbarea de variabilă $u=\frac{1}{z}$, ecuația (6.79) devine

$$\frac{dz}{dt}+\left(\frac{1}{t}+\frac{1}{\tau}\right)z-\frac{at}{\tau p_0}=0,$$

care este o ecuație diferențială liniară cu soluția

$$z=\exp\left[-\int_0^t\left(\frac{1}{t}+\frac{1}{\tau}\right)dt\right]\times\left\{C+\frac{a}{\tau p_0}\int_0^t t\exp\left[\int_0^t\left(\frac{1}{t}+\frac{1}{\tau}\right)dt\right]dt\right\}.$$

Se calculează

$$\exp\left[-\int_0^t\left(\frac{1}{t}+\frac{1}{\tau}\right)dt\right]=e^{-\int_0^t\frac{dt}{t}}e^{-\int\frac{dt}{\tau}}=\frac{e^{-\frac{t}{\tau}}}{t},$$

$$\exp\left[\int\left(\frac{1}{t}+\frac{1}{\tau}\right)dt\right]=e^{\int_0^t\frac{dt}{t}}e^{\frac{dt}{\tau}}=te^{\frac{t}{\tau}}.$$

Se obține astfel

$$z=\frac{e^{-\frac{t}{\tau}}}{t}\left[C+\frac{a}{\tau p_0}\int_0^t t^2\ e^{-\frac{t}{\tau}}dt\right].$$

Se calculează

$$\int_0^t t^2 e^{-\frac{t}{\tau}} dt = (-1)^3 \frac{2}{\left[\frac{1}{\tau}\right]^3} e^{-\frac{t}{\tau}} \left[1 - \frac{t}{\tau} + \frac{\left(-\frac{t}{\tau}\right)^2}{2}\right] = e^{\frac{t}{\tau}} (2\tau^3 - 2t\tau^2 + \tau t^2).$$

Soluția în z este

$$z = \frac{C e^{-\frac{t}{\tau}}}{t} + \frac{a}{p_0 t} (2\tau^2 - 2t\tau + t^2).$$

Prin înmulțirea cu $i = at$ se obține expresia conductanței

$$G = aCe^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{a^2}{p_0} (2\tau^2 - 2t\tau + t^2).$$

Constanta de integrare se determină din condiția la limită $t=0$, adică la trecerea curentului prin valoarea zero, $G = G_{01}$.

Rezultă

$$C = \frac{G_{01}}{a} - \frac{2a\tau^2}{p_0}.$$

Se revine la expresia tensiunii și se obține

$$u = \frac{p_0}{2a\tau} \frac{\frac{t}{\tau}}{1 - \frac{t}{\tau} + \frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2 + \left(\frac{G_{01}}{G_0} - 1\right) e^{-\frac{t}{\tau}}},$$

unde $G_0 = \frac{2a^2\tau^2}{p_0}$ reprezintă conductanța arcului electric în absența termenului exponențial din expresia tensiunii.

Anularea termenului exponențial are loc în mod practic pentru $\frac{t}{\tau} > 10$.

Teoretic acest termen se anulează pentru $G_{01} = G_0$, adică în cazul cînd conductanța arcului electric se conservă în apropierea trecerii curentului prin valoarea zero. Acesta este cazul ipotezei admise al variației liniare a curentului în jurul punctului de zero al curentului.

7

CONTACTE ELECTRICE

Expresia *contact electric* poate avea două semnificații. În primul rînd, reprezintă *situația de atingere* între două elemente conducătoare de curent. În al doilea rînd, reprezintă *piesele construite*, între care se stabilește continuitatea circuitului electric, cînd aceste piese se ating. În cadrul capitolului de față se face referire la contacte electrice ca piese construite.

Comportarea contactelor electrice în funcționarea aparatelor și instalațiilor electrice este hotărîtoare. O comportare necorespunzătoare poate conduce la scoaterea din serviciu a aparatelor înseși și deci a instalațiilor energetice. Ca piese construite, contactele electrice pot reprezenta fie *piese fixe îmbinate* prin nituri sau buloane, fie *piese deplasabile* care întrerup sau stabilesc curenți în circuite electrice.

În cazul pieselor fixe îmbinate, locul de îmbinare nu trebuie să prezinte încălziri excesive, care să conducă la degradarea, topirea sau lipirea materialelor. În cazul contactelor cu piese mobile, cum se întîlnesc la întreruptoare, separatoare, contactoare etc. există următoarele cerințe:

— să nu se încălzească excesiv;
— să nu se topească și să nu se lipească;
— să reziste la arcul electric, cu deplasare minimă de material;
— să reziste la uzura mecanică, la închideri și deschideri repetate.

Realizarea unor contacte electrice bune necesită cunoașterea proceselor fizice, ce au loc la contactele electrice, precum și a unei tehnologii adecvate.

7.1. PROCESE FIZICE ÎN CONTACTE ELECTRICE

În figura 7.1 se condiseră două bare metalice *1* și *2*, drepte, de lungime foarte mare de aceeași secțiune transversală, construite din același metal, apăsate una contra alteia de forța *F*. Suprafețele de atingere între cele două bare sînt prelucrate plan și formează astfel un contact plan. Dacă se măsoară rezistența

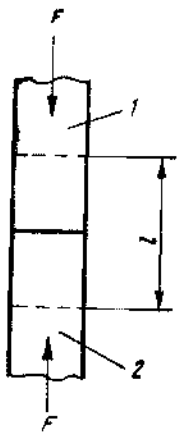


Fig. 7.1. Relativ la conceptul rezistenței de contact.

electrică a segmentului l, care cuprinde contactul, se obține o valoare a rezistenței sensibil superioară valorii date de relația $R=\rho\frac{l}{A}$. Se mai constată că valoarea rezistenței măsurate depinde mai mult de mărimea forței de apăsare, și mai puțin de gradul de prelucrare a suprafețelor care vin în contact. Explicația majorării rezistenței față de rezistența unui conductor electric constă în existența fenomenului de strictiune. Variația rezistenței cu forța de apăsare se explică prin creșterea suprafeței totale de contact, ca urmare a deformațiilor plastice ce se succed odată cu creșterea forței. O altă cauză constă în formarea peliculelor disturbatoare la suprafața pieselor în contact, pelicule care au o rezistență electrică mare.

După existența și grosimea peliculei la suprafețele de atingere, contactele se clasifică în contacte cu atingere metalică, cu atingere cvasimetalică și cu peliculă disturbatoare.

7.1.1. Contacte cu atingere metalică

La stabilirea unei atingeri între două piese metalice, prin exercitarea unei forțe între piese, se stabilesc punți de trecerea curentului între proeminențele microscopice ale suprafețelor de atingere. Aceste proeminențe sau vîrfuri există chiar dacă suprafețele au fost prelucrate cu cel mai mare grad de finețe posibil. Prin locurile de contact ale acestor proeminențe, curentul electric se stabilește întocmai ca în masa metalului. Ceea ce caracterizează contactul de restul metalului este numai formarea unor *locuri înguste* pentru trecerea curentului electric, ca în figura 7.2. În aceste locuri înguste, densitatea de curent este mare. Rezistența contactului constă în rezistența locurilor înguste și este de natură metalică. Aici nu apare, în nici un mod, vreo rezistență de atingere la suprafața pieselor. Contactul cu atingere metalică se realizează numai în vid cu piese metalice din metale nobile sau nenobile, dacă suprafețele lor nu au fost alterate anterior.

7.1.2. Contacte cu atingere cvasimetalică

Suprafețele metalelor se acoperă, imediat după expunerea lor în aer, cu o peliculă monomoleculară de apă sau oxigen. Metalele nenobile sînt expuse oxidării. Astfel, cuprul după o secundă de expunere capătă o peliculă de cîțiva Å[1], iar după cîteva secunde pelicula crește la 10 — 30Å.

[1] 1 Å = 0,1 mμ = 10^{-4} μ.

Pelicula monomoleculară, precum și peliculele de grosime ceva mai mare, pînă la 20 Å nu constituie un impediment important la stabilirea curentului între cele două piese. Mecanismul conducției curentului prin peliculă este relativ complicat și se explică prin efectul tunel. După această explicație electronii nu sînt reținuți în cantități apreciabile de către peliculă și deci pot parcurge pelicula aproape liber.

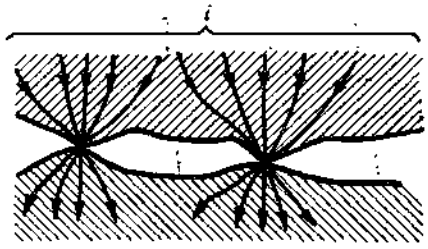


Fig. 7.2. Strictiunea liniilor de curent.

Contacte cu atingere cvasimetalică se pot obține în aer cu piese din metale nobile sau din metale care nu se oxidează sensibil în aer.

7.1.3. Contacte cu peliculă disturbatoare

Procesul formării peliculei are loc după următoarea schemă:

a — Moleculele de gaz sînt *adsorbite*, din atmosferă, de suprafețele curate sau parțial acoperite ale metalelor și sînt reținute de forțele relativ slabe Van der Waals.

b — Moleculele adsorbite sînt disociate după un timp determinat. În același timp are loc un schimb de electroni cu metalul adsorbator, adică se produce fenomenul de *chemisorbție*.

c — Ionii de metal intră în *reacție chimică* cu ionii gazelor adsorbite.

d — În peliculă imigrează atît ioni metalici și electroni care au rezultat din metal ca și ioni de gaz, care reacționează împreună. În acest mod, pelicula disturbatoare se dezvoltă mai departe.

Schema *a*...*b* este împlinită total sau parțial, în funcție de natura metalelor și a gazelor și vaporilor cu care metalele vin în contact. Astfel, în cazul aurului și argintului, procesul se limitează cu probabilitate mare la fazele *a* și *b*. Platina se acoperă cu un strat fin de oxid care împiedică oxidarea în continuare. Majoritatea metalelor nenobile se acoperă cu straturi relativ groase de oxid. Astfel, cuprul se acoperă cu o peliculă de Cu_2O în grosime de circa 1 000 Å, care posedă o rezistență de 5 — 10^6 ohm.

Conducerea curentului prin pelicula disturbatoare are loc fie prin *deformația plastică* a pieselor, fie prin *fritare*. La deformarea plastică a suprafețelor se ajunge prin exercitarea unei forțe puternice de apăsare. În această situație, metalul curge, apar fisuri în pelicula disturbatoare și, ca urmare, metalul se infiltrează în fisuri și formează contacte pur metalice. Dacă forța de apăsare a contactelor este relativ mică, are loc o deformație elastică a suprafețelor de contact, la care peliculele disturbatoare se mențin. În acest caz, conducerea curentului are loc prin *fritare*, după mecanismul indicat în figura 7.3. Dacă unei pelicule disturbatoare se aplică progresiv o tensiune electrică, rezistența peliculei scade,

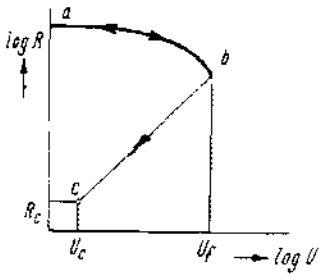


Fig. 7.3. Conducția prin fritare.

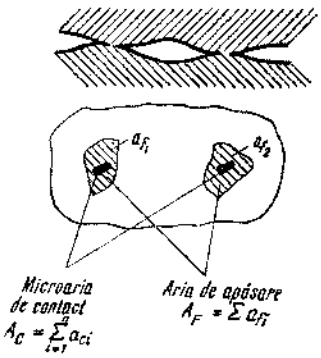


Fig. 7.4. Arii de contact și de apăsare.

întrucît pelicula este un semiconductor. Pe porțiunea *a*, *b*, fenomenul este reversibil. Dacă se depășește tensiunea de fritare U_f, care la grosimi ale peliculei de 1 000 Å poate fi de 10 — 100 V, tensiunea pe peliculă scade brusc la U_C=0,5 — 1 V. Tot brusc scade și rezistența R_C, care devine astfel o rezistență de loc îngust.

La un contact la care conducția s-a stabilit prin străpungerea peliculei disturbatoare aria A_c, prin care se efectuează conducția, este 0,1 pînă la 0,0001 din aria A_F pe care se exercită forța de apăsare, cum se arată în figura 7.4. Aria A_F este formată din suma ariilor, hașurate în figură, pe care se exercită forța în punctele de contact. Aria A_c este formată din ariile a_{ci}, reprezentate înnegrit în figură.

La contactele aparatelor de conectare pelicula disturbatoare este distrusă mai ales prin formare de fisuri în microsuprafața de contact. La aparatele cu contacte din metale nenobile și cu forța de apăsare redusă, cum ar fi releele, stabilirea căii de curent se realizează prin fritare. Tot prin fritare se stabilește conducția la colectoarele de cupru ale mașinilor electice, care altfel sînt izolate din cauza peliculei de oxid.

7.2. TEORIA CONTACTELOR CU ATINGERE METALICĂ

Stabilirea contactului electric între două suprafețe prelucrate plan se realizează în mai multe puncte. Aria totală de contact prin apăsare A_F, pe care se exercită forța F, se compune din mai multe arii a_f „punctiforme" de contact. *La deformația plastică*, între duritatea H a contactului, forța F și aria A_F există, după Holm [74], relația

$$F=\xi H A_F \text{ sau } A_F=\frac{1}{\xi H}F, \tag{7.1}$$

unde $0{,}2<\xi<1$. Explicația coeficientului ξ subunitar constă în faptul că duritatea vîrfurilor de contact este mai mică decît duritatea H măsurată macro-

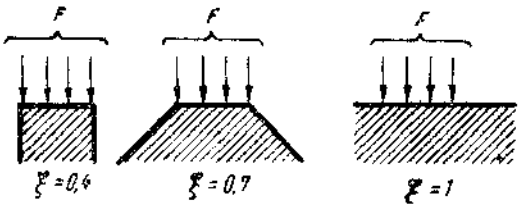


Fig. 7.5. Coeficientul ξ (Prandtl).

scopic prin apăsarea unei sfere pe o suprafață plană. Un mic trunchi de con este deformat plastic, pe suprafața bazei mici a conului, de o forță mai mică decît forța necesară deformării plastice a aceleiași suprafețe, care este înconjurată lateral de o masă infinită. După Prandtl, în funcție de modul de mărginire a suprafeței presate, există coeficienți de reducere, ca în figura 7.5.

Exemplu. La contactul între două plăci plane, de cupru cu duritatea H=688 N/mm² se exercită o forță de 196 N. Aria de contact A_F este

$$A_F = \frac{F}{\xi H} = \frac{196}{(0{,}5 \div 0{,}7)\ 688} = 0{,}57 \div 0{,}408 \text{ mm}^2.$$

Observație asupra ariei A_F. Deoarece contactele se stabilesc numai prin vîrfuri, aria de contact A_F nu depinde de mărimea suprafeței aparente de contact. De asemenea A_F nu depinde practic de gradul de prelucrare a suprafeței, la prelucrări normale, ca: presare, frezare, rabotare etc.

Observație asupra durității. Duritatea H a contactului este de aceeași natură cu duritatea Brinell, dar diferă de aceasta. În primă aproximație se poate lua H egal cu duritatea Brinell, dar H nu este o constantă, ci depinde de temperatura și de durata de acționare a forței asupra materialului. Duritatea Brinell corespunde aproximativ unei durate de acționare de circa 10 s, asupra materialului la temperatura normală a mediului ambiant. Holm indică, în funcție de temperatura și durata de apăsare, pentru argint, durităților H din tabela 7.1.

TABELA 7.1

Duritatea H (N/mm²)

Temperatura °C	Durata	
	60 s	nelimitat
18	805	666
65	141	73,5

Observații asupra forței F. Prin acțiunea forței F asupra a două piese cu contact metalic (deci fără straturi perturbatoare), microsuprafețele de contact suferă în parte deformații plastice și în parte deformații elastice, ca în figura 7.6. Microsuprafața de contact a_{ft} se compune din:

a_{ftp} — suprafața de contact cu deformație plastică;
a_{ftl} — suprafața de contact cu solicitare la limita de elasticitate;
a_{fte} — suprafața de contact cu solicitare elastică, adică

$$a_{ft} = a_{ftp} + a_{ftl} + a_{fte}.$$

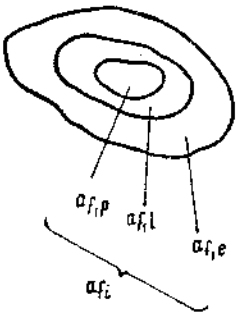


Fig. 7.6. Structura unei microarii.

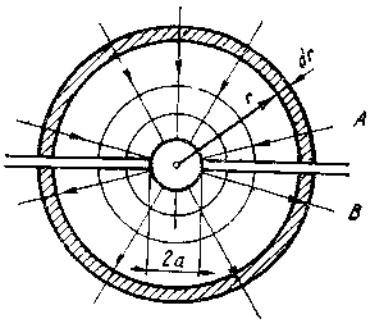


Fig. 7.7. Relativ la rezistența de strictiune a contactului sferic.

Suprafeței a_{fi} îi revine forța de apăsare F_i. În consecință

$$\sum_{i=1}^{n} F_i = F \quad \text{și} \quad \sum_{i=1}^{n} a_{fi} = A_F .$$

7.2.1. Rezistența de strictiune a locului de contact sferic

În domeniul contactelor metalice și cvasimetalice sau în domeniul fritajului se poate considera că rezistența de contact este *rezistență de strictiune*, adică rezistența datorită îngustării locului de trecerea curentului. În figura 7.7 s-a reprezentat că semispațiile metalice A și B fac contact între ele printr-o sferă metalică de rază a, de conductivitate infinită. Această sferă modelează vîrful de contact și în consecință raza sferei este foarte mică. În aceste condiții, liniile de curent sînt radiale, iar suprafețele echipotențiale sînt semisfere concentrice. Rezistența dR între două semisfere situate la distanță radială dR este

$$dR = \frac{\rho\, dr}{4\pi r^2},$$

iar rezistența de strictiune a unei semisfere este

$$R_s = 2\int dR = \frac{\rho}{2\pi}\int_a^{\infty} \frac{dr}{r^2} = \frac{\rho}{2\pi a}.$$

Rezistența de strictiune a ambelor semisfere este

$$R = 2R_s = \frac{\rho}{\pi a}. \tag{7.2}$$

7.2.2. Rezistența de stricțiune a locului de contact elipsoid

Ipoteza că locul de contact este un elipsoid conduce la o mai bună concordanță între rezistența locului, astfel calculată, și verificările experimentale.

Pentru a calcula *rezistența electrică între suprafața echipotențială a elipsoidului de bază (ca loc de contact) și suprafața altui elipsoid confocal echipotențial* se folosește analogia formală, care există între relațiile care caracterizează cîmpul electric staționar al curenților continui într-un mediu conductor și relațiile care caracterizează cîmpul electric într-un dielectric neîncărcat (vezi anexa 7.8.2).

În acest caz, expresia *conductanței de stricțiune* este identică cu expresia capacității în care se înlocuiește permitivitatea ε cu conductivitatea σ. Rezolvarea problemei în acest mod este posibilă dacă se admit aceleași condiții la frontieră atît la mediul conductor de conductivitate σ cît și la mediul dielectric de permitivitate ε.

În acest caz se consideră că atît elipsoidul de bază cît și mediul care delimitează suprafața elipsoidului confocal au conductivitate infinită, iar mediul conductor între suprafețele elipsoizilor are conductivitatea constantă σ. Numai în acest caz suprafețele celor doi elipsoizi sînt suprafețe echipotențiale în cîmpul electric staționar, iar liniile de curent sînt ortogonale la suprafețele elipsoizilor.

Dacă se consideră că elipsoidul de bază este turtit, ca în figura 7.8, că suprafața de contact este o elipsă, expresia elipsoizilor confocali este

$$\frac{x^2}{\alpha^2+\mu}+\frac{y^2}{\beta^2+\mu}+\frac{z^2}{\mu}=1\,, \tag{7.3}$$

unde α și β sînt semiaxele elipsoidului (de bază) turtit, în planul x, y. Elipsoizii confocali sînt definiți de parametrul μ. Astfel semiaxele sînt:

$\sqrt{\alpha^2+\mu}$ după direcția x,

$\sqrt{\beta^2+\mu}$ după direcția y,

$\sqrt{\mu}$ după direcția z.

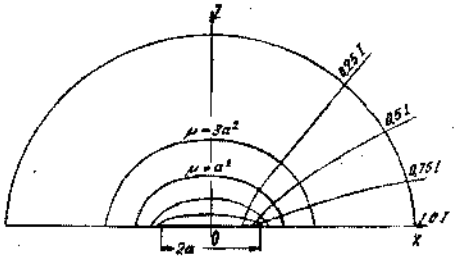


Fig. 7.8. Elipsoizi confocali.

Capacitatea între elipsoidul de bază și un elipsoid confocal este [141]

$$C=\frac{8\pi\varepsilon}{\int_0^{\mu}\frac{d\mu}{\sqrt{(\alpha^2+\mu)\,(\beta^2+\mu)\mu}}},$$

iar capacitatea între un *semielipsoid* de bază și un *semielipsoid* confocal este

$$C_s=\frac{4\pi\varepsilon_0}{\int_0^{\mu}\frac{d\mu}{\sqrt{(\alpha^2+\mu)\,(\beta^2+\mu)\mu}}}. \tag{7.4}$$

Pe baza analogiei menționate, rezistența de stricțiune cuprinsă între semielipsoidul de bază și un semielipsoid oarecare confocal este

$$R_s=\frac{1}{4\pi\sigma}\int_0^{\mu}\frac{d\mu}{\sqrt{(\alpha^2+\mu)\,(\beta^2+\mu)\mu}}.$$

Dacă se admite că elipsa de contact este chiar un cerc, adică $\alpha=\beta=a$, integrala eliptică se transformă într-o integrală transcendentă simplă și

$$R_s=\frac{1}{4\pi\sigma}\int_0^{\mu}\frac{d\mu}{(a^2+\mu)\sqrt{\mu}}. \tag{7.5}$$

Cu schimbarea de variabilă: $\sqrt{\mu}=z$; $\mu=z^2$; $d\mu=2zdz$ se obține

$$R_s=\frac{1}{2\pi\sigma}\int_0^{\sqrt{\mu}}\frac{dz}{a^2+z^2}=\frac{1}{2\pi\sigma a^2}\int_0^{\sqrt{\mu}}\frac{dz}{1+\left(\frac{z}{a}\right)^2}.$$

Cu o nouă schimbare de variabilă: $\frac{z}{a}=u$; $dz=a\,du$ se obține

$$R_s=\frac{1}{2\pi\sigma a}\int_0^{\frac{\sqrt{\mu}}{a}}\frac{du}{1+u^2}=\frac{\rho}{2\pi a}\operatorname{arc\,tg}\left(\frac{\sqrt{\mu}}{a}\right). \tag{7.6}$$

Dacă în loc de un elipsoid se consideră un semispațiu, μ tinde către ∞, iar expresia (7.6) devine

$$R_s=\frac{\rho}{2\pi a}\frac{\pi}{2}. \tag{7.7}$$

Rezistența de *strictiune totală* este de două ori mai mare decît R_s, adică

$$R = \frac{\rho}{2a}. \tag{7.8}$$

În figura 7.9 s-a reprezentat schematic strictiunea liniilor de curent în cazul contactului între două conductoare C_1 și C_2 de dimensiuni finite. Se constată un gradient de potențial relativ mare în zona strictiunii curentului. Suprafața de contact este un elipsoid turtit cu semiaxele egale, adică $\alpha = \beta = a$.

Holm demonstrează că densitatea de curent în elipsoidul turtit de contact, cu semiaxe egale, este dată de relația

$$J(r) = \frac{i}{2\pi a} \frac{1}{\sqrt{a^2 - r^2}}. \tag{7.9}$$

Dacă în această relație $r \to a$ se observă că densitatea de curent tinde către infinit. Cu alte cuvinte, la periferia elipsoidului turtit densitatea de curent atinge valori foarte mari. Analiza structurii contactelor electrice, care s-au lipit datorită trecerii curentului electric, arată că lipirea și deci topirea materialului are loc la periferia contactului punctual, ceea ce justifică acceptarea elipsoidului turtit ca model de calcul.

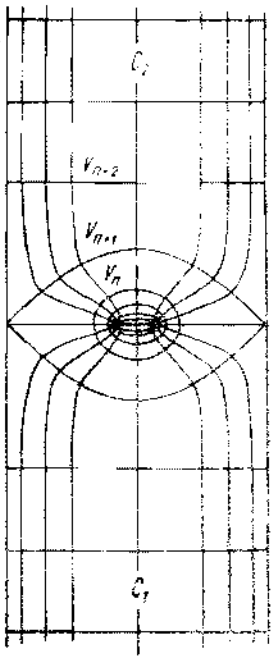


Fig. 7.9. Contact după elipsoid turtit.

7.2.3. **Dependența între forța de apăsare și rezistența contactului punctiform**

În prealabil, este necesar să se calculeze aria de contact atît în cazul deformației plastice, cît și în cazul deformației elastice.

În cazul deformației elastice, aria de contact între două sfere se calculează cu relația lui Hertz

$$a = \sqrt[3]{\frac{3}{4} F \left(\frac{1-\sigma_1^2}{E_1} + \frac{1-\sigma_2^2}{E_2}\right)\left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}\right)^{-1}} \tag{7.10}$$

unde, conform figurii 7.10, *a*, s-a notat cu:

a — raza suprafeței circulare de contact;
F — forța de apăsare;
σ_1, σ_2 — cifra Poisson, pentru ambele părți ale contactului;

$$\sigma = \frac{\text{scurtare transversală}}{\text{alungire longitudinală}} \text{ (la tracțiune);}$$

$$\sigma = \frac{\text{alungire transversală}}{\text{scurtare longitudinală}} \text{ (la compresiune);}$$

E_1, E_2 — modulul de elasticitate corespunzător;
r_1, r_2 — razele corespunzătoare ale celor două sfere.

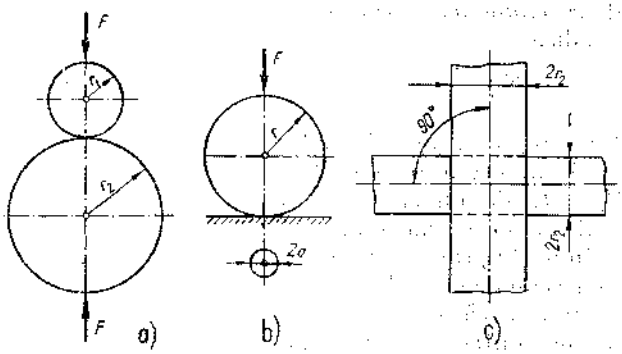


Fig. 7.10. Relativ la contactele cu deformație elastică.

În cazul contactului între o sferă și o suprafață plană ca în figura 7.10, *b*, și cînd materialele pieselor de contact sînt aceleași $\left(\frac{1}{r_2}=0;\ \sigma_1=\sigma_2;\ E_1=E_2\right)$, relația (7.10) se transformă în

$$a=\sqrt[3]{1{,}5\,(1-\sigma_1^2)\,\frac{Fr}{E}}\ .$$

Pentru cifra Poisson la cupru $\sigma\simeq 0{,}3$ rezultă

$$a=1{,}1\sqrt[3]{\frac{Fr}{E}}. \tag{7.11}$$

În cazul deformației plastice, care se obține la sporirea forței F de presare, întreaga suprafață de contact este deformată elastic, iar presiunea este egală cu duritatea H a contactului

$$H=\frac{F}{\pi a^2}\quad\text{sau}\quad a=\sqrt{\frac{F}{\pi H}}, \tag{7.12}$$

unde a este raza suprafeței circulare de contact.

Exemplu. La contactul între o sferă și o piesă plană, ambele piese metalice din cupru cu $H=685$ N/mm², aria de contact la o forță de apăsare de 137 N este

$$A=\pi a^2=\frac{F}{H}=\frac{137}{685}=0{,}2\ \text{mm}^2.$$

Din relațiile (7.8) și (7.11), respectiv (7.12), rezultă legătura între forța de apăsare și rezistența de contact astfel:

la deformația elastică

$$R=\frac{\rho}{2{,}2}\sqrt[3]{\frac{E}{Fr}}\quad\text{sau}\quad R=c_1\frac{1}{\sqrt[3]{F}}; \tag{7.13}$$

la deformația plastică

$$R=\frac{\rho}{2}\sqrt{\frac{\pi H}{F}} \quad \text{sau} \quad R=c_2\frac{1}{\sqrt{F}}. \tag{7.14}$$

Relația (7.10) este valabilă și pentru un contact format din două bare cilindrice așezate, ca în figura 7.10, *c*, la un unghi de 90° una față de alta.

7.2.4. Rezistența de stricțiune multiplă (a contactelor plane)

În cazul contactului între două suprafețe plane, conducția curentului se stabilește prin numeroase microsuprafețe. Dacă aria totală a microsuprafețelor este mai mică decît 3% din aria aparentă de contact se poate considera că procesul trecerii curentului prin microsuprafețe nu este interinfluențat. În acest caz, rezistența totală a contactului, cu n puncte de atingere, va fi de n ori mai mică decît rezistența unui singur punct de contact, adică

$$R=\frac{1}{n}\frac{\rho}{2a}. \tag{7.15}$$

Pe de altă parte s-a demonstrat că aria de contact este $A_f=F/\xi H$. În cazul microelipsoidului turtit de contact cu semiaxele egale (cerc) aria de contact este

$$A_f=n\pi a^2.$$

De aici rezultă

$$a=\sqrt{\frac{A_F}{\pi n}}=\sqrt{\frac{F}{n\pi\xi H}}. \tag{7.16}$$

Se poate calcula astfel cu formula (7.15) rezistența contactului metalic între două suprafețe plane

$$R=\frac{1}{n}\frac{\rho}{2}\sqrt{\frac{n\pi\xi H}{F}}=\frac{\rho}{2}\sqrt{\frac{\pi\xi H}{nF}}. \tag{7.17}$$

Relația aceasta este utilizabilă numai în cazul cunoașterii numărului de puncte de contact, ceea ce, fără o ipoteză prealabilă, nu se poate determina. Din această cauză, pentru scopuri practice, se folosește relația verificată experimental

$$R=cF^{-m}, \tag{7.18}$$

care are aceeași structură generală cu relația teoretică (7.13). Pentru suprafețe de contact plane, care nu sînt supuse frecării, Holm indică valorile lui m trecute în tabela 7.2.

TABELA 7.2

Valorile lui m

m	Contactul
0,63	Suprafețe de contact foarte curate. Contactul este în vid, metalul este degazat
0,7—0,85	În prezența peliculelor moleculare sau peliculelor disturbatoare cu o grosime pînă la 20 Å
0,9—1,2	În prezența peliculelor cu o grosime de 100 Å — 300 Å, ca, de exemplu, contacte curate de cupru, care au stat cîtva timp în atmosferă, la temperatura mediului ambiant
1,5—2	În prezența peliculelor de grosime 400 Å — 5 000 Å.

De asemenea, c nu este o cifră constantă, ci depinde de rezistivitatea materialului, de duritatea materialului, de curățenia și prezența peliculelor, moleculare sau disturbatoare, de modul de prelucrare care determină starea microscopică a suprafeței. Spre exemplu în cazul cuprului (fig.7.11):

1) $c = 105 \cdot 10^{-6} \Omega N^m$ în vid;

2) $c = 434 \cdot 10^{-6} \Omega N^m$ cu peliculă de grosimea 10 Å — 20 Å;

3) $c = 8780 \cdot 10^{-6} \Omega N^m$ cu peliculă de grosimea 100 Å — 300 Å.

În figura 7.11 se indică, după Holm, rezistența contactului de cupru în funcție de starea suprafeței.

În figura 7.12 se indică valorile rezistenței electrice în funcție de forța de apăsare la contactele de argint. Curbele trasate sînt ale valorilor medii. Suprafețele au următorul tratament:

Curba 1. Contact de suprafață, pentru deconectare fără curent, cu duritate Brinell $H = 78\,500$ N/cm², temperatura $\vartheta = 120°C$.

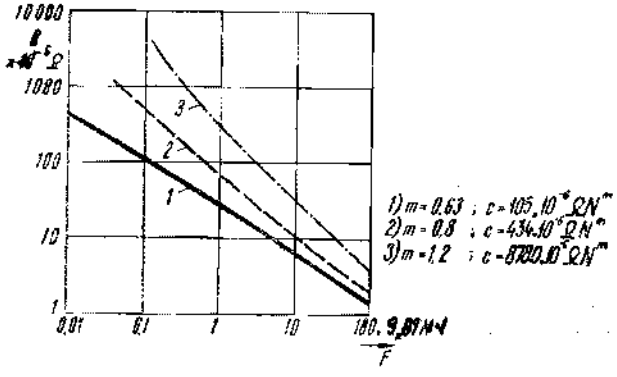


Fig. 7.11. Rezistența contactelor plane de cupru.

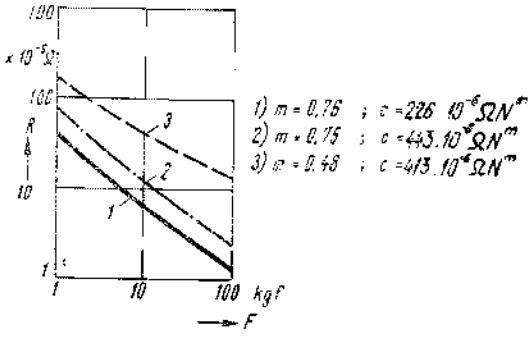


Fig. 7.12. Rezistența contactelor plane de argint.

Curba 2. Element de contact (la contactoare, întreruptoare) în stare nouă; duritate Brinell $H=68\,700$ N/cm²; temperatura $\theta=120°C$.

Curba 3. Același contact ca la curba *2*, după solicitarea puternică la arc electric.

În cazul contactelor de suprafață îmbinate cu buloane (bare, legături la aparate etc.) de mare importanță tehnică sînt contactele de cupru argintate sau cositorite. Datele experimentale indică următoarele comportări:

Cupru tras 20×5 mm; argintat prin galvanizare cu duritate Brinell $H=78\,500$ N/cm², duritatea stratului de argint $H=2\,450$ N/cm², grosimea stratului de argint 10 μ, asperitatea de cîțiva microni; $m=0{,}84—1$; $c=2\,400\cdot 10^{-6}$ ΩN^m. În cazul cuprului cositorit, rezistența de contact crește de 2—3 ori față de rezistența de contact a cuprului argintat.

Calculul numărului punctelor de contact. Acesta poate fi calculat prin acceptarea relației verificate experimental $R=cF^{-m}$. Ținînd cont de relația (7.17) se poate scrie

$$R=\frac{\rho}{2}\sqrt{\frac{\pi\xi H}{nF}}=cF^{-m};\quad \frac{\rho^2}{4}\frac{\pi\xi H}{nF}=c^2F^{-2m}.$$

De aici rezultă

$$n=\frac{\rho^2\pi\xi H}{4c^2F^{-2m+1}}$$

sau

$$n=\frac{\rho^2\pi\xi H}{4c^2}F^{2m-1}. \tag{7.19}$$

Densitatea de curent în punctele de contact. Dacă se notează cu U_c căderea de tensiune pe contact (pe ambele piese), se poate determina densitatea de curent în microcontact. Adică

$$U_c=Ri=\frac{\rho}{2a}\pi a^2 J.$$

De aici rezultă

$$J=\frac{2U_c}{\rho\pi a}.$$

În tabela 7.3 sînt calculate pentru tensiunea U_c=12,5 mV menținută constantă și diferite valori ale forței F: rezistența R, numărul de puncte de contact n, raza a a cercului de contact, aria $A_0=\pi a^2$ și densitatea de curent J. Contactul este din piese de cupru, cu parametrii $c=386\cdot10^{-6}\Omega N^m$; $m=0{,}75$.

TABELA 7.3

Cupru cu H=44000 N/cm² ρ=1,75·10⁻⁶ Ω cm

F N	$R\cdot10^{-6}$ Ω	n	$a\cdot10$ mm	$A_0\cdot10^2$ mm²	J A/mm²
9,81	70,00	1	0,129	0,052	28 300
98,10	12,45	4	0,199	0,125	18 300
981,00	2,21	11	0,359	0,403	10 150
9 810,00	0,39	38	0,643	1,303	5 650

Se constată densități de curent excepțional de mari în comparație cu densitățile uzuale admise la conductoare electrice.

Rezistența contactului liniar. Asemenea contacte se folosesc la controlere cînd un deget calcă pe o suprafață cvasiplană. Pentru această situație, Contius [135] a verificat experimental relația

$$R=cF^{-\frac{2}{3}} \tag{7.20}$$

pentru cupru cu duritatea H=78 500 N/cm²; $c=1330\cdot10^{-6}$ ΩN^m.

Observație asupra prelucrării fine. Experimentările arată că prelucrarea fină a suprafețelor plane de contact conduce la rezistențe de circa 2 000 de ori mai mari decît rezistențele contactelor cu suprafețe prelucrate tehnic. Acest fenomen este verificat la contacte în aer, folosind metale nenobile, de exemplu cupru. Explicația constă în faptul că o prelucrare fină mărește numărul de microcontacte, față de numărul de microcontacte ale unei suprafețe prelucrate, tehnic. Cum suprafețele se acoperă rapid cu pelicule de oxid, și cum forța de apăsare rămîne moderată (sub 0,1 N) rezultă că străpungerea peliculei are loc la un număr redus de puncte și deci rezistența electrică este mare. În concluzie, prelucrarea fină a suprafețelor contactelor din metale nenobile în aer este neindicată.

Dimpotrivă, prelucrarea fină a suprafețelor metalelor nobile este avantajoasă, în sensul reducerii rezistenței de contact.

Viteza de creștere a grosimii peliculei disturbatoare. Grosimea peliculei disturbatoare crește în același sens cu timpul, după relațiile verificate experimental de Holm

$$\delta_{Cu}=20\cdot e^{0{,}013\,\theta}\cdot\sqrt{t}+30\,;\ \text{la cupru, } CuO_2$$

$$\delta_{Ni}=0{,}484\cdot e^{0{,}0137\,\theta}\ln 25t+20\,;\ \text{la nichel, } NiO,$$

unde δ_{Cu} și δ_{Ni} sînt în Å; θ în °C; t în h.

Aluminiul se acoperă cu un strat de 20 — 25 Å în cîteva secunde, ajungînd apoi la o grosime de 60 — 100 Å după 30 de zile.

7.2.5. Încălzirea contactelor electrice în regim permanent

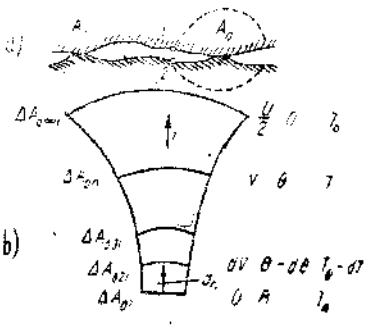


Fig. 7.13. Relativ la relațiile de bază ale încălzirii contactului:
a — o încrucișare A_0; *b* — tubul de curent *i*.

Trecerea curentului electric, în regim permanent, prin rezistența de contact determină o încălzire a contactului în raport cu un punct al căii de curent situat la o depărtare mare față de suprafața de contact. Încălzirea contactului în regim permanent trebuie să se mențină în limite relativ mici, de 5—10 grd, ținînd seama că încălzirea conductorului parcurs de curent atinge valori de 60 — 80 grd și că încălzirea totală se calculează cu temperatura mediului ambiant de +35°C.

7.2.5.1. **Dependența între încălzirea contactului și potențialul electric.** O astfel de relație de dependență este deosebit de utilă, deoarece căderea de tensiune pe contact este o mărime ușor măsurabilă cu un milivoltmetru, în timp ce pentru măsurarea încălzirii contactului este necesar un termocuplu sau un alt instrument omolog, adică un instrument mai complex.

În figura 7.13, *a*, se consideră două elemente de contact de suprafață care se ating în suprafețele $A_0, A_1, \ldots$. Pentru efectuarea calculelor se admite prin ipoteză că mediile celor două elemente de contact sînt izotrope și că rezistivitatea ρ și conductivitatea termică λ depind de temperatura absolută a punctului considerat. Se admite de asemenea că ambele elemente de contact au același sistem de suprafețe izoterme și ca urmare nu se face transfer de căldură de la un element la altul. Astfel punctele *1* și *2*, situate ca în figura 7.13, *a*, față în față, sînt situate la aceeași temperatură.

Suprafața de contact A_0 se divide în suprafețele elementare ΔA_{01}, ΔA_{02}, ΔA_{03} etc., parcurse de curenți i egali între ei. Astfel un semispațiu (element de contact) este divizat în m tuburi de curent, parcurse de curenți identici. Curentul total care străbate suprafața A_0 rezultă astfel a fi $I = mi$. În figura 7.13, *b* s-a reprezentat un tub de curent i și s-au indicat parametrii diferitelor suprafețe echipotențiale. Astfel suprafața ΔA_{01}, care face parte din suprafața A_0, se află la potențialul $V=0$, încălzirea Θ și temperatura absolută T_Θ. Este normal să se admită că suprafața A_0 este și izotermă și că, din cauza fenomenului de stricțiune, încălzirea pe această suprafață este maximă. O suprafață echipotențială ΔA_{021} situată la distanța dn față de ΔA_{01} este caracterizată de potențialul dV, încălzirea $\Theta - d\theta$ și temperatura $T_\Theta - d\theta$, iar o suprafață oarecare ΔA_{0n1} se află la potențialul V, încălzirea θ și temperatura absolută T. O suprafață echipotențială $\Delta A_{0\infty 1}$, situată la o distanță foarte mare de suprafața de con-

tact ΔA_{01} este caracterizată de potențialul $U/2$, unde U este căderea totală de tensiune pe contacte, încălzire nulă și temperatura absolută T_0.

Observație importantă. Conform ipotezelor făcute, suprafețele echipotențiale sînt și izoterme. Această observație se bazează pe faptul că fluxul termic într-un tub parcurge același drum ca și curentul electric și că rezistențe termice egale sînt parcurse de fluxuri termice egale. Se observă astfel că rezistențele electrice ale celor m tuburi de curent, cuprinse între suprafața A_0 și A_1 sînt egale între ele, deoarece sînt limitate de suprafețe echipotențiale și sînt parcurse de curenți identici. Expresia rezistenței electrice elementare este de forma

$$dR_0 = \frac{dn_x}{\sigma \overline{\Delta A}_{01}} \; ; \; x = 1, \; 2, \; 3 \ldots \tag{7.21}$$

iar expresia rezistenței termice este de forma

$$dR_{t0} = \frac{dn_x}{\lambda \overline{\Delta A}_{01}} \; ; \; x = 1, \; 2, \; 3 \ldots \tag{7.22}$$

unde σ este conductivitatea electrică, λ este conductivitatea termică, iar $\overline{\Delta A}_{01}$ este aria medie a secțiunii transversale. Se constată că și rezistențele termice cuprinse între suprafețele echipotențiale sînt egale deoarece aceste rezistențe au expresie identică cu a rezistențelor electrice cu mențiunea că σ se înlocuiește cu λ. Puterile termice care străbat suprafața A_{02} în cele m tuburi de curent sînt identice, căci au ca expresie

$$dP_t = i^2 dR. \tag{7.23}$$

În acest mod se demonstrează că suprafața echipotențială A_{01} este izotermă, dar demonstrația se extinde din aproape în aproape la toate suprafețele echipotențiale.

În regim permanent, în apropierea suprafeței echipotențiale ΔA_{0n1} căderea de temperatură în rezistența termică elementară dR_t, conform anexei 7.8.3, este

$$dT = -P_t \cdot dR_t. \tag{7.24}$$

În această relație se observă că

$P_t = Vi$;

$dR_t = dR \frac{\sigma}{\lambda} = dR \frac{1}{\lambda\rho}$, în concordanță cu relațiile (7.21) și (7.22);

$$dR = \frac{dV}{i} \; ;$$

astfel că se poate scrie

$$-\lambda\rho dT = V dV. \tag{7.25}$$

În ecuația (7.25) partea stîngă se integrează, conform cu notațiile din figura 7.13, *b*, între limitele T_Θ și T, iar partea dreaptă între limitele 0 și V

$$-\int_{T_\Theta}^{T}\lambda\rho dT=\int_{0}^{V}VdV. \tag{7.26}$$

Atît λ cît și ρ sînt funcții de temperatură, iar pentru încălziri moderate ale contactului de 5-10 grd se poate considera o valoare medie a produsului $\overline{\lambda\rho}$ astfel că din ecuația (7.26) se obține expresia încălzirii în funcție de potențial

$$T_\Theta-T=\Theta-\theta=\frac{V^2}{2\overline{\lambda\rho}}. \tag{7.27}$$

Dacă în această expresie se face referire la suprafața A_{000} situată la o distanță foarte mare de suprafața A_{01} se observă că $T=T_0$; $V=U/2$ iar încălzirea rezultă

$$\Theta=\frac{U^2}{8\overline{\lambda\rho}}. \tag{7.28}$$

În cazul încălzirilor mai pronunțate pînă la încălzirea care determină topirea contactului nu se mai poate lua o valoare constantă și medie pentru produsul $\lambda\rho$, iar ecuația (7.25) se integrează ținînd seama de legea Wiedemann-Franz-Lorenz

$$\lambda\rho=LT \tag{7.29}$$

unde, pentru metale și deci și pentru cupru și argint, cifra Lorenz are valoarea $L=2,\ 4\cdot10^{-8}\ (V/°K)^2$. Se obține astfel

$$-L\int_{T_\Theta}^{T_0}TdT=\int_{0}^{\frac{U}{2}}VdV,\ \text{sau}$$

$$L\,(T_\Theta^2-T_0^2)=\frac{U^2}{4}. \tag{7.30}$$

Dacă în relația (7.30) T_Θ este temperatura de topire a metalului, rezultă că U este căderea de tensiune pe contact necesară topirii metalelor, în ipoteza că numărul lui Lorenz L este constant pînă în apropierea temperaturii de topire. T_0 poate fi luat 300°K. Din relația (7. 30) rezultă că *tendința de lipire* a contactelor este cu atît mai pronunțată cu cît temperatura de topire a metalului este mai mică și cu cît căderea de tensiune pe contact este mai mare. În consecință, pentru eliminarea pericolului de lipire a contactelor este necesar să se folosească în construcția contactelor metale cu punct de topire ridicat și rezistență specifică redusă. Prin divizarea contactului aparent în contacte multiple de suprafețe mici se asigură contactul efectiv pe mai multe microsuprafețe și deci se reduce căderea de tensiune pe contact.

Relația (7.30) este mai exactă decît relația (7.28) întrucît se stabilește o dependență între temperatura contactului și căderea de tensiune pe contact independentă de λ și ρ, care variază cu temperatura.

7.2.5.2. **Dependența între forța de apăsare a contactului punctiform și temperatură.** La calculul unui contact se cere ca locul contactului să se încălzească cu 5 — 10°C față de un punct al conductorului situat la distanță mare de contact. În acest scop se stabilește o dependență între forța de apăsare și temperatură, în ipoteza că suprafețele echipotențiale sînt elipsoizi confocali.

Ținînd seama de legea Wiedemann-Franz-Lorenz, ecuația (7.26) se scrie

$$\int_{\theta}^{\Theta} \lambda \rho \, d\theta = \int_{T}^{T_\Theta} LT \, dT = \frac{1}{2} V^2. \tag{7.31}$$

Prin integrare se obține

$$L(T_\Theta^2 - T^2) = V^2$$

sau

$$V = L^{\frac{1}{2}} \sqrt{T_\Theta^2 - T^2}$$

iar prin diferențiere se obține

$$dV = -\frac{L^{\frac{1}{2}} T \, dT}{\sqrt{T_\Theta^2 - T^2}}. \tag{7.32}$$

Prin diferențierea ecuației (7.6) și înmulțirea cu i rezultă

$$dR_s i = dV = \frac{\rho i}{4\pi\sigma} \frac{d\mu}{(a^2+\mu)\sqrt{\mu}}. \tag{7.33}$$

Prin egalarea părților din dreapta a ecuațiilor (7.32) și (7.33) și înlocuirea lui ρ cu LT/λ se obține

$$\frac{L^{\frac{1}{2}} T \, dT}{\sqrt{T_\Theta^2 - T^2}} = \frac{iLT}{4\pi\lambda} \frac{d\mu}{(a^2+\mu)\sqrt{\mu}}; \tag{7.34}$$

limitele de integrare sînt

$T = T_\Theta$; $\mu = 0$, corespunzînd suprafeței de contact;

$T = T_0$; $\mu = \infty$, corespunzînd unei suprafețe foarte îndepărtate

$$-\int_{T_\Theta}^{T_0} \frac{dT}{\sqrt{T_\Theta^2 - T^2}} = \frac{iL^{\frac{1}{2}}}{4\pi\lambda} \int_{0}^{\mu=\infty} \frac{d\mu}{(a^2+\mu)\sqrt{\mu}}$$

sau

$$\left| \text{arc sin} \frac{T}{T_\Theta} \right|_{T_\Theta}^{T_0} = -\frac{iL^{\frac{1}{2}}}{2\pi\lambda a} \left| \text{arc tg} \frac{\sqrt{\mu}}{a} \right|_0^\infty .$$

Deoarece $\text{arc sin} \frac{T_0}{T_\Theta} - \frac{\pi}{2} = -\text{arc cos} \frac{T_0}{T_\Theta}$ rezultă

$$\text{arc cos} \frac{T_0}{T_\Theta} = \frac{iL^{\frac{1}{2}}}{4\lambda a} . \tag{7.35}$$

În cazul deformației plastice, după relația (7.12), $a = \sqrt{\frac{F}{\pi H}}$. Deci relația (7.35) se mai poate scrie sub forma

$$\text{arc cos} \frac{T_0}{T_\Theta} = \frac{i\sqrt{L}\sqrt{\pi H}}{4\lambda\sqrt{F}}$$

sau față de apăsare

$$F = \frac{i^2 L \pi H}{16\lambda^2} \frac{1}{\left(\text{arc cos} \frac{T_0}{T_\Theta} \right)^2} . \tag{7.36}$$

Observație. Relația (7.36) este extrem de comodă și utilă. În funcție de T_Θ și T_0, a căror diferență este de 5—10°K, de materialul ales pentru contacte și de curent se stabilește forța de apăsare necesară.

Exemplu de calcul. Se cere să se determine forța de apăsare a unui contact format din două tije simetrice de cupru între care se stabilește un contact punctiform. Se cunosc:

$I = 1\,000$ A, $T_0 = 70 + 273 = 343$°K; $T_\Theta = 80 + 273 + 353$°;

$H = 68\,600$ N/cm²; $\lambda = 3{,}9$ W/cm°C; $L = 2{,}4 \cdot 10^{-8}$ (V/°K)².

$$\frac{T_0}{T_\Theta} = \frac{343}{353} = 0{,}9\,725 ; \quad \text{arc cos } 0{,}973 = 13°20' = 0{,}232 \text{ radiani}$$

$$F = \frac{I^2 L \pi H}{16\lambda^2} \frac{1}{\left(\text{arc cos} \frac{T_0}{T_\Theta} \right)^2} = \frac{10^6 \cdot 2{,}4 \cdot 10^{-8} \cdot \pi \cdot 68\,600}{16 \cdot 3{,}9^2 \cdot 0{,}232^2} = 396 \text{ N}.$$

Dacă încălzirea contactului se ia 5°K în loc de 10°K se obține

$$\frac{T_0}{T_\Theta} = \frac{343}{348} = 0{,}986 ; \quad \text{arc cos } 0{,}986 = 9°40' = 0{,}17 \text{ rad},$$

iar forța este

$$F = \frac{10^2 \cdot 2{,}4 \cdot 10^{-8} \cdot \pi \cdot 68\,600}{16 \cdot 3{,}9^2 \cdot 0{,}17^2} = 742 \text{ N}$$

7.2.5.3. **Cîmpul de temperatură al contactelor electrice.** Determinarea cîmpului de temperatură al contactului punctiform prezintă interesul de a oferi criterii de selecție pentru cea mai potrivită relație utilizabilă la calculul încălzirii contactelor tehnice.

Cîmpul de temperatură al contactului de forma unui elipsoid turtit se obține din ecuația (7.34) în care partea stîngă se integrează între T_Θ și T iar partea dreaptă între 0 și μ. Se obține astfel

$$\text{arc cos}\frac{T}{T_\Theta} = \frac{iL^{\frac{1}{2}}}{2\pi\lambda a}\ \text{arc tg}\frac{\sqrt{\mu}}{a},\ \text{sau}$$

$$T = T_\Theta \cos\left[\frac{iL^{\frac{1}{2}}}{2\pi\lambda a}\ \text{arc tg}\frac{\sqrt{\mu}}{a}\right]. \tag{7.37}$$

Această ecuație reprezintă cîmpul de temperatură al contactului pentru un material cunoscut, pentru o dimensiune dată a elipsoidului de contact, avînd ca parametru pe μ care poate lua valori între 0 și ∞.

Cîmpul de temperatură al contactului de formă sferică se obține observînd, conform figurii 7.14, că rezistența termică elementară se scrie sub forma

$$\mathrm{d}R_t = \frac{\mathrm{d}r}{\lambda\ 2\pi r^2}$$

iar puterea termică care străbate semisfera de rază r este

$$P = Vi = L^{\frac{1}{2}}\sqrt{T_\Theta^2 - T^2}\,.\,i$$

astfel că ecuația (7.24) ia forma

$$\mathrm{d}T = -\frac{\mathrm{d}r}{\lambda 2\pi r^2} iL^{\frac{1}{2}}\sqrt{T_\Theta^2 - T^2}\,.$$

Prin separarea variabilelor se obține

$$\int_\Theta^T \frac{\mathrm{d}T}{T_\Theta^2 - T^2} = \frac{iL^{\frac{1}{2}}}{2\pi\lambda}\int_a^r \frac{\mathrm{d}r}{r^2} \tag{7.38}$$

sau

$$T = T_\Theta \cos\left[\frac{iL^{\frac{1}{2}}}{2\pi\lambda}\left(\frac{1}{a} - \frac{1}{r}\right)\right]. \tag{7.39}$$

Această ecuație reprezintă cîmpul de temperatură al contactului sferic pentru o dimensiune cunoscută a sferei de contact și pentru materiale cunoscute.

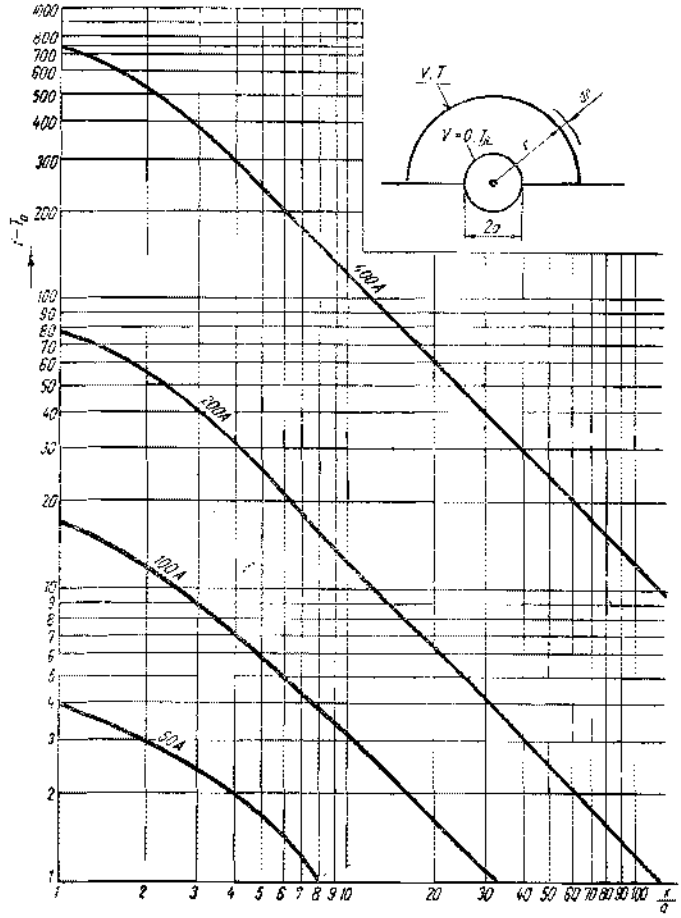


Fig. 7.14. Cîmpul de temperatură al modelului sferic de contact.

Relaţiile (7.37) şi (7.39) diferă între ele, întrucît ipotezele de calcul sînt diferite, dar structura lor este asemănătoare.

În figura 7.14 s-a reprezentat cîmpul de temperatură al unui microcontact pentru care s-a admis $a=0{,}02$ mm, materialul contactelor cupru electrolitic cu $\lambda=3{,}93$ W/(cm grd) şi valori ale curentului i care parcurge contactul de 50, 100, 200 şi 400 A. Pe ordonată s-a reprezentat încălzirea, adică $T-T_0$ iar pe abscisă raportul r/a. Se constată că întreaga cădere de temperatură are loc pe distanţe mici de la suprafaţa de contact. În adevăr, la curentul de 100 A această cădere de temperatură are loc pe distanţa radială de 0,64 mm iar la curentul de 200 A pe distanţa de 2,6 mm.

Cîmpul de temperatură al contactelor tehnice diferă în mod sensibil faţă de cîmpul dat de ecuaţiile (7.37) şi (7.39), care reprezintă cazuri idealizate,

în sensul că cele două elemente de contact sînt echivalente cu semispații. În cazuri practice, suportul contactului este o cale de curent care se dezvoltă preferențial după o singură dimensiune (lungime).

Cîmpul de temperatură al căilor de curent în care există contacte. Acesta se obține cu efectul de capăt în regim permanent, tratat în § 3.5.4, și are drept expresie ecuația (3.67) :

$$\theta=(\theta^*-\theta_{max})\ e^{-\beta x}+\theta_{max}.$$

Pentru determinarea lui θ^* se observă că rezistența de contact este de fapt o rezistență de loc îngust (strictiune) și că jumătate din puterea electrică dezvoltată de rezistența de contact este injectată în suprafața frontală a contactului, adică

$$\frac{R\,i^2}{2}=\frac{P}{2}=-\lambda A\left(\frac{\partial\theta}{\partial x}\right)_{x=0}. \tag{7.40}$$

Din ecuația (3.67) se calculează gradientul de temperatură în locul de contact

$$\left(\frac{\partial\theta}{\partial x}\right)_{x=0}=-\beta(\theta^*-\theta_{max})$$

astfel că din ecuația (7.40) se obține încălzirea suprafeței frontale de contact

$$\theta^*=\frac{P}{2\lambda A\beta}+\theta_{max}. \tag{7.41}$$

Se observă că expresia (7.41) are două componente și anume

$$\theta_c=\frac{P}{2\lambda A\beta}=\frac{Ui}{2\lambda A\beta} \tag{7.42}$$

care reprezintă încălzirea contactului și θ_{max} care reprezintă încălzirea conductorului parcurs de curent în regim permanent.

După cum se arată în ecuația (7.42) încălzirea contactului este dată în funcție de puterea dezvoltată în rezistența de contact, ceea ce echivalează cu cunoașterea căderii de tensiune U pe contact.

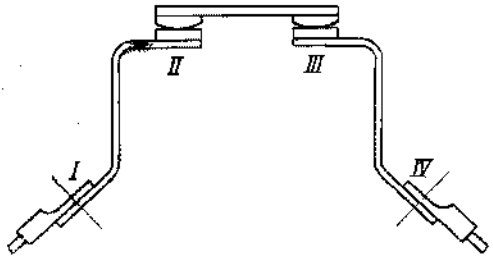


Fig. 7.15. Cale de curent cu 4 contacte (contactor).

Dacă în calea de curent există mai multe contacte se produce o influențare reciprocă a încălzirii contactelor. Spre exemplu, se consideră cazul concret al unui contactor de 200 A cu întrerupere dublă, a cărui cale de curent este schițată în figura 7.15. Calea de curent are patru contacte și anume I și II, contactele permanente ale bornelor, iar III și IV contactele de întrerupere. Pentru sec-

țiunea transversală a căii de curent de 20×5 mm^2 rezultă constanta de lungime $T_l=1/\beta=0{,}262$ m [75,77]. Dacă se studiază influența încălzirilor contactelor I, III și IV asupra contactului II se constată că distanțele între contactele II și I; II și III; II și IV sînt de ordinul 6—14 cm, deci sensibil mai mici decît T_l. În consecință se poate neglija efectul de amortizare în ecuația (3.67) și se calculează încălzirea contactului II cu relația (7.42) unde

$$P=I(U_{\mathrm{I}}+U_{\mathrm{II}}+U_{\mathrm{III}}+U_{\mathrm{IV}}) \tag{7.43}$$

iar $U_{\mathrm{I}}\ldots U_{\mathrm{IV}}$ sînt căderile de tensiune în contactele I, IV.

7.2.6. Încălzirea contactelor în regim de scurtă durată

Contactele aparatelor electrice sînt supuse un timp scurt efectului termic al curentului de scurtcircuit. Durata acestei solicitări depinde de tipul întreruptorului (ultrarapid, selectiv, limitator). Este normal ca pe această durată, cînd curentul atinge valori de ordinul $10 - 20\ I_n$, încălzirea contactului să nu conducă la o temperatură egală sau superioară temperaturii de topire a pieselor de contact.

7.2.6.1. **Regimul adiabatic.** Pentru a calcula încălzirea în acest regim se consideră ecuația generală (3.7) a încălzirii prin conductivitate în medii cu surse

$$\frac{\partial\theta}{\partial t}=\frac{\lambda}{c_1}\Delta\theta+\frac{p_1}{c_1}.$$

Dacă se consideră modelul sferic de contact și se consideră procesul fizic ca fiind adiabatic rezultă

$$\frac{\partial\theta}{\partial t}=\frac{p_1}{c_1} \tag{7.44}$$

unde p_1, puterea dezvoltată în unitatea de volum este la distanța r de centrul sferei de contact

$$p_1=\rho J^2=\rho_0[1+\alpha_R(\theta_p+\theta)]\frac{i^2}{4\pi^2r^4}.$$

Deoarece se urmărește încălzirea unei pelicule apropiate de sfera de contact de conductivitate infinită și de rază a se admite că $r=a$. În acest fel ecuația (7.44) se transformă în

$$\frac{\partial\theta}{\partial t}=\rho_0[1+\alpha_R(\theta_p+\theta)]\frac{i^2}{4\pi^2a^4c_1} \tag{7.45}$$

unde θ_p este temperatura de preîncălzire a contactului, iar ρ_0 rezistivitatea materialului la 0°C. Prin separarea variabilelor se obține

$$\int_0^{\theta^*}\frac{\mathrm{d}\theta}{1+\alpha_R(\theta_p+\theta)}=\frac{\rho_0}{4\pi^2a^4c_1}\int_0^{t_1}i^2\,\mathrm{d}t \tag{7.46}$$

relație în care cu θ^* s-a notat încălzirea la topire adică diferența între temperatura de topire și temperatura de preîncălzire: $\theta^*=\theta_{top}-\theta_p$, iar t_1 timpul în care are loc ridicarea temperaturii de la temperatura de preîncălzire θ_p la temperatura de topire θ_{top}.

Ecuația (7.46) se rezolvă pentru cazuri concrete și anume în curent alternativ se consideră un impuls de curent de formă sinusoidală $i=\hat{I}\sin\omega t$ pe o durată de $t_1=T/2=0{,}01$ s, la frecvența de 50 Hz. În acest caz valoarea de vîrf a curentului care poate parcurge contactul este

$$I\leqslant\sqrt{\frac{8\pi^2a^4c_1}{\rho_0\alpha_R}\ln\frac{1+\alpha_R(\theta_p+\theta^*)}{1+\alpha_R\theta_p}}\cdot\frac{1}{\sqrt{t_1}}. \tag{7.47}$$

Pentru un contact punctiform, realizat cu deformație plastică, adică pentru care raza cercului de contact este $a=\sqrt{\frac{F}{\pi H}}$ ecuația (7.47) se mai poate scrie sub forma

$$I\leqslant\sqrt{\frac{8c_1}{\rho_0\alpha_R H^2}\ln\frac{1+\alpha_R(\theta_p+\theta^*)}{1+\alpha_R\theta_p}}\cdot\frac{F}{\sqrt{t_1}} \tag{7.48}$$

unde F este forța de apăsare pe contact, iar H este duritatea materialului.

Observație. Relația (7.48) este acoperitoare în sensul că procesul a fost considerat adiabatic. În realitate, căldura dezvoltată în rezistențe de contact se transmite prin conductivitate în masa contactului. Difuzivitatea căldurii $a=k^2=\lambda/c_1$ constituie parametrul indicator al vitezei de propagare a căldurii.

7.2.6.2. **Regimul de injecție al puterii dezvoltate în contact.** Tratarea problemei după această metodă se bazează pe următoarele observații:

— Transmisia căldurii are o direcție preferențială după direcția de extindere a conductorului care suportă contactul, deci problema se tratează considerînd transmiterea căldurii după o singură direcție.

— Sursa de căldură este concentrată în suprafața frontală a contactului și se datorează efectului Joule produs de trecerea curentului în rezistența de stricțiune. În afara suprafeței frontale a contactului nu mai există surse în restul conductorului, deci $p_1=0$ în ecuația (3.7) iar aceste condiții devin

$$\frac{\partial\theta}{\partial t}=k^2\frac{\partial^2\theta}{\partial x^2}.$$

Prin aplicarea transformării Laplace, cu notația $\mathfrak{L}\theta=\Theta$ se obține

$$\frac{\partial^2\Theta}{\partial x^2}-\frac{p}{k^2}\Theta=0$$

cu soluția generală în domeniul imagine

$$\Theta=A_1e^{\gamma x}+A_2e^{-\gamma x} \tag{7.49}$$

unde $\gamma=\frac{\sqrt{p}}{k}$ iar constantele A_1 și A_2 se determină prin condiții la limită.

În momentul apariției curentului, la $t=0$, un punct situat la distanță mare de suprafața de contact nu suferă încălzire, adică condițiile la limită sînt

$$t=0\,;\ p=\infty\,;\ x=\infty\,;\ \theta=0\,;\ \Theta=0.$$

Aceste condiții introduse în ecuația (7.49) conduc la $A_1=0$ și

$$\Theta=A_2 e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x}. \tag{7.50}$$

Constanta A_2 se determină ținînd seama că în suprafața frontală a contactului de arie A se injectează jumătate din puterea dezvoltată în rezistența de contact, adică pentru domeniu original

$$\frac{RI^2}{2}=-\lambda A\left(\frac{\partial\theta}{\partial x}\right)_{x=0}. \tag{7.51}$$

Dacă prin contact trece curent continuu $i=I$, iar ecuația (7.51) în domeniul imagine este

$$\frac{1}{p}\frac{RI^2}{2}=-\lambda A\left(\frac{\partial\Theta}{\partial x}\right)_{x=0}. \tag{7.52}$$

Prin derivarea ecuației (7.50) se obține

$$\left(\frac{\partial\Theta}{\partial x}\right)_{x=0}=-A_2\frac{\sqrt{p}}{k} \tag{7.53}$$

expresie care introdusă în (7.52) permite determinarea constantei A_2

$$A_2=\frac{1}{p\sqrt{p}}\frac{RI^2k}{2\lambda A}$$

iar ecuația (7.50) se transformă în

$$\Theta=\frac{1}{p\sqrt{p}}\frac{RI^2k}{2\lambda A}e^{-\frac{\sqrt{p}}{k}x}.$$

Deoarece interesează procesul încălzirii pe suprafața frontală a contactului, adică pentru $x=0$, unde încălzirea va fi cea mai mare, se obține

$$\Theta_{x=0}=\frac{1}{p\sqrt{p}}\frac{RI^2k}{2\lambda A}. \tag{7.54}$$

Din tabele [38] se cunoaște că

$$\mathfrak{L}^{-1}\frac{1}{p\sqrt{p}}=2\sqrt{\frac{t}{\pi}} \tag{7.55}$$

astfel încît soluția în domeniul original este

$$\theta_{x=0}=\frac{RI^2\sqrt{t}}{A\sqrt{\pi\lambda c_i}}. \tag{7.56, a}$$

Cu alte cuvinte încălzirea suprafeței frontale a contactului crește proporțional cu rădăcina pătrată a duratei trecerii curentului. La expresia (7.56, *a*) s-a ajuns prin a se ține seama de variația rezistivității cu încălzirea, situație care poate fi admisă numai în cazul încălzirii moderate de ordinul 5—10 grd. Dacă se urmărește studiul procesului încălzirii contactului parcurs de curent continuu pînă în apropierea temperaturii de topire a materialului este necesar să se țină seama că rezistența de contact variază [74] cu încălzirea după relația dată de Holm

$$R=R_p\left(1+\frac{2}{3}\alpha_R\theta\right)$$

unde R_p este rezistența contactului la temperatura de preîncălzire, iar α_R este coeficientul de temperatură al rezistivității materialului de contact. În acest caz, urmărind același raționament de demonstrație ca în cazul ipotezei rezistenței constante se obține [75, 76] expresia încălzirii suprafeței frontale a contactului

$$\theta_{x=0}=\frac{b}{c}\left\{e^{c^2t}\left[\Phi\left(c\sqrt{t}\right)+1\right]-1\right\} \qquad (7.56,\ b)$$

cu demonstrația din anexa 7.8.1 și unde s-a notat

$$b=\frac{R_pI^2k}{2\lambda A}$$

$$c=\frac{R_pI^2k\,\alpha_R}{3\lambda A}$$

$$\Phi\left(c\sqrt{t}\right)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^{c\sqrt{t}}e^{-u^2}\,du \quad \text{(funcția erorilor).}$$

Ca exemplificare, în figura 7.16 s-a reprezentat grafic
curentul $i=I$, curba *a*;
încălzirea $\theta_{x=0}$, calculată cu relația (7.56, *a*), curba *b*;
încălzirea $\theta_{x=0}$, calculată cu relația (7.56, *b*), curba *c*,
pentru un contact din cupru caracterizat de următoarele date:

$A=3{,}14\cdot10^{-5}$ m²; $d=6{,}32$ mm;

$\lambda=393$ Ws/(m grd);

$c_1=3{,}45\cdot10^6$ Ws/(m³ grd)

$\alpha_R=4{,}2\cdot10^{-3}\text{grd}^{-1}$

$I=10$ kA

$R=5\cdot10^{-6}\ \Omega$

$RI^2=5\cdot10^3$ W.

Se constată că, datorită dependenței rezistenței contactului cu încălzirea sa, curba *c* indică valori sensibil mai mari decît curba *b*, la aceeași durată de încălzire.

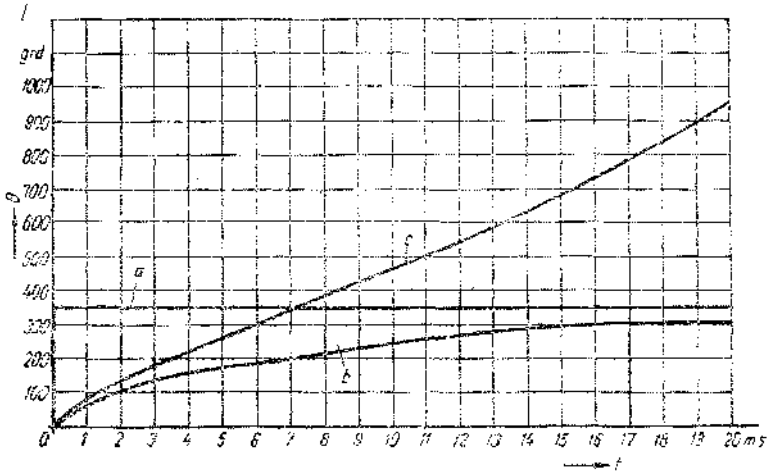


Fig. 7.16. Încălzirea contactului la trecerea curentului continuu.

Dacă prin contact trece curent alternativ, se pot prezenta [76, 77] următoarele cazuri reprezentative :

a) Excitație cu curent alternativ simetric, rezistența de contact rămîne constantă. Dacă curentul, care trece prin contact, este de forma $i=\hat{I}\sin\omega t$, soluția ecuației căldurii, pentru un punct plasat pe suprafața frontală a contactului, este

$$\theta_{x=0}=\frac{R\hat{I}}{2A\sqrt{\pi\lambda c_1}}\left\{\sqrt{t}+\frac{1}{2\sqrt{2f}}\left[\cos 2\omega t C(2\omega t)+\sin 2\omega t S(2\omega t)\right]\right\}. \quad (7.57,\ a)$$

Această ecuație conține integralele Fresnel

$$C(2\omega t)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{2\omega t}\frac{\cos u}{\sqrt{u}}\,du\,;\quad S(2\omega t)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{2\omega t}\frac{\sin u}{\sqrt{u}}\,du\,;\quad \omega=2\pi f.$$

b) Excitație cu curent alternativ asimetric, rezistența de contact rămîne constantă. În acest caz prin contact trece curentul de forma $i=\hat{I}(1-\cos\omega t)$, iar soluția ecuației căldurii este

$$\theta_{x=0}=\frac{3R\hat{I}^2}{2A\sqrt{\pi\lambda c_1}}\left\{\sqrt{t}-\frac{2}{3\sqrt{f}}\left[\cos\omega t\, C(\omega t)+\sin\omega t\, S(\omega t)\right]+\right.$$
$$\left.+\frac{1}{6\sqrt{2f}}\left[\cos 2\omega t\, C(2\omega t)+\sin 2\omega t\, S(2\omega t)\right]\right\}. \quad (7.57,\ b)$$

c) Excitație cu curent alternativ simetric, rezistența de contact variabilă cu încălzirea. Pentru a rezolva această problemă se utilizează integrala Duhamel [38] :

$$F(t)=K(0)A(t)+\int_0^t K'(t-\tau)\,A(\tau)\,d\tau$$

unde $A(t)$ este răspunsul la excitația treptată dat de relația (7.56, *b*) iar excitația nouă este $K(t)=2\sin^2\omega t$. Se obține astfel:

$$\theta_{x=0}=F_D(t)=2\omega[\sin 2\omega t\int_0^t \cos 2\omega t\, A(\tau)\,d\tau-\cos 2\omega t\int_0^t \sin 2\omega t\, A(\tau)\,d\tau]. \quad (7.56,\ c)$$

d) Excitație cu curent alternativ asimetric, rezistența de contact dependentă de încălzire. În acest caz noua excitație este $K(t)=2\ (1-\cos\omega t)^2$, iar pentru încălzirea suprafeței frontale a contactului se obține

$$\theta_{x=0}=F_E(t)=4\omega[\sin\omega t\int_0^t \cos\omega t\, A(\tau)d\tau-\cos\omega t\int_0^t \sin\omega\tau\, A(\tau)d\tau]-F_D(t). \quad (7.56,d)$$

În figura 7.17 s-au reprezentat grafic curbele încălzirii suprafeței frontale ale contactului la trecerea curentului continuu și alternativ prin contact, ținîndu-se seama de dependența rezistenței de contact cu temperatura, după cum urmează:

a — excitație cu curent continuu $i=I$;

b — excitație cu curent alternativ simetric $i=\sqrt{2}\ I\sin\omega t$;

c — excitație cu curent alternativ asimetric $i=\sqrt{2}\ I\ (1-\cos\omega t)$.

La curbele *b* și *c* s-a considerat intensitatea efectivă a curentului alternativ egală cu intensitatea curentului continuu. Curbele *b* și *c* s-au calculat cu ajuto-

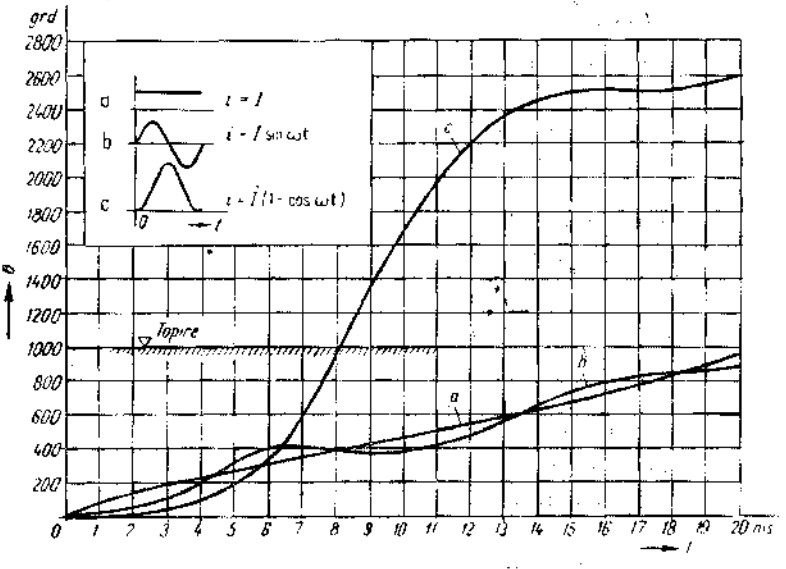


Fig. 7.17. Încălzirea contactului la trecerea curentului alternativ.

rul integralei Duhamel deoarece se cunoaște, ca răspuns la excitația treaptă, curba *a*. Rezolvarea integralei s-a efectuat grafic [76]. Din compararea curbelor *a*, *b* și *c* rezultă următoarele:

— curba *b* a încălzirii contactului la trecerea curentului alternativ simetric oscilează amortizat în jurul curbei *a* obținută la trecerea curentului continuu;

— încălzirea, la trecerea curentului alternativ, urmărește oscilațiile curentului;

— încălzirea produsă de curentul alternativ asimetric este sensibil mai mare decît încălzirile obținute la trecerea curentului continuu sau a curentului alternativ simetric. De aci apare necesitatea ca stabilitatea termică a aparatelor electrice să fie verificată la trecerea curentului de scurtcircuit alternativ asimetric, care există în rețeaua în care este instalat aparatul.

7.2.7. **Dependența rezistenței de stricțiune de încălzirea contactului**

Rezistența contactului neîncălzit, adică parcurs de curentul electric de intensitate zero, diferă de rezistența contactului încălzit, adică parcurs de un curent de intensitate importantă. Relația de dependență între rezistența electrică R_Θ a contactului încălzit și rezistența electrică R_0 a contactului neîncălzit se determină cu ajutorul teoriei potențialului expusă în paragraful 7.2.5.1. Cu referire la această teorie se consideră două stricțiuni și anume:

— Stricțiunea $S(\lambda, \rho)$ în care λ și ρ depind de încălzire;

— Stricțiunea $S_0(\lambda_0, \rho_0)$ în care $\lambda=\lambda_0$; $\rho=\rho_0$, în care λ și ρ nu depind de încălzire. Lîngă o suprafață echipotențială pentru cele două stricțiuni variația elementară de potențial este

$$dV=\rho\frac{dn}{\Delta A_{on}}i;\quad dV_0=\rho_0\frac{dn}{\Delta A_{on}}i. \tag{7.58}$$

Deoarece dependența rezistivității cu încălzirea este de forma $\rho=\rho_0(1+\alpha_R\theta)$ din relațiile (7.58) se scoate

$$dV=dV_0(1+\alpha_R\theta)$$

iar în mod aproximativ

$$dV_0=dV(1-\alpha_R\theta). \tag{7.59}$$

Relația (7.26) se mai poate scrie sub forma

$$-\int_{\Theta}^{0}\overline{\lambda\rho}\,d\theta=\int_{0}^{V}V\,dV$$

sau după integrare

$$\theta=\Theta-\frac{1}{2}\frac{V^2}{\overline{\lambda\rho}} \tag{7.60}$$

unde, în acord cu relația (7.28) $\Theta=U^2/(8\overline{\lambda\rho})$.

Ecuația (7.59) în care se introduce expresia lui θ din (7.60) se integrează între limitele Θ, 0 pentru încălzire și 0, $\frac{U}{2}$ pentru potențial

$$\int_0^{\frac{U_0}{2}} dV_0 = \int_0^{\frac{U}{2}} dV - \int_0^{\frac{U}{2}} \left(\alpha_R \Theta - \frac{\alpha_R V^2}{2\lambda\rho} \right) dV$$

sau

$$U_0 = U - \alpha_R \Theta U - \frac{\alpha_R U^3}{24\lambda\rho} = U \left(1 - \frac{2}{3} \alpha_R \Theta \right).$$

Pentru $\alpha_R \Theta \ll 1$ se poate scrie

$$\frac{U}{U_0} = \frac{1}{1 - \frac{2}{3}\alpha_R \Theta} \approx 1 + \frac{2}{3} \alpha_R \Theta.$$

Deoarece tubul de curent al ambelor strictiuni este parcurs de aceeași intensitate a curentului se poate scrie

$$\frac{U}{U_0} = \frac{R_\Theta}{R_0} = 1 + \frac{2}{3} \alpha_R \Theta$$

și în final

$$R_\Theta = R_0 \left(1 + \frac{2}{3} \alpha_R \Theta \right). \tag{7.61}$$

Se poate deci conchide că rezistența contactului încălzit se poate calcula, plecînd de la rezistența contactului neîncălzit, cu o relație de dependență similară rezistențelor, în care coeficientul de temperatură al rezistenței este 2/3 din coeficientul de temperatură al rezistivității.

7.2.8. Forța de respingere în contactul simetric

Între piesele unui contact simetric ca în figura 7.18 se exercită forțe de respingere, deoarece liniile de curent au componente după direcția planului x, x' în care se face contactul electric. Spre simplificare, cele două elemente ale contactului se presupun piese cilindrice, fiecare de diametrul $2C$. Contactul se execută după sfera de conductibilitate infinită de diametrul $2a$.

Forța de respingere este cauzată de interacțiunea între curent și cîmpul magnetic propriu din interiorul conductorului. Pentru deducerea acestei forțe se consideră că liniile de curent sînt radiale, așa cum se indică în figura 7.18.

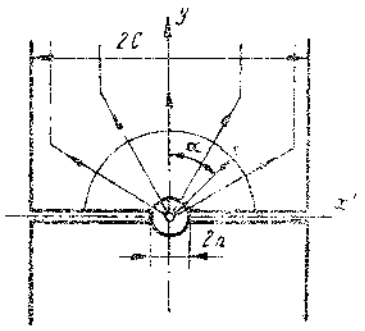


Fig. 7.18. Contact, între doi cilindri, după o sferă.

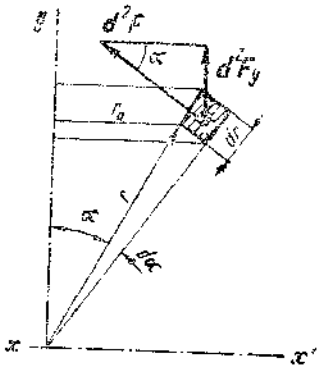


Fig. 7.19. Relativ la determinarea forței de repulsie în contact.

Densitatea de curent în semisfera de rază r este

$$J = \frac{i}{2\pi r^2},$$

iar curentul în interiorul conului de unghi plan α este

$$i_\alpha = J A_\alpha = \frac{i}{2\pi r^2} 2\pi r(r + r\cos\alpha) = i(1 - \cos\alpha).$$

Liniile de cîmp magnetic sînt cercuri concentrice cu axa cilindrului. Intensitatea cîmpului magnetic la periferia conului delimitat de unghiul la centru α și de distanța r de centrul sferei de contact, conform cu figura 7.19, este

$$H = \frac{i_\alpha}{2\pi r_0} = \frac{i(1 - \cos\alpha)}{2\pi r \sin\alpha},$$

unde $r_0 = r\sin\alpha$ este distanța de la periferia conului, de generatoare r, la axa cilindrului.

Se imaginează un volum inelar, avînd dimensiunile secțiunii transversale dr și $r\,d\alpha$. Prin acest volum inelar trece curentul

$$di = J\,dA = J 2\pi r_0 r d\alpha = \frac{i}{2\pi r^2} 2\pi r \sin\alpha\, r d\alpha = i \sin\alpha\, d\alpha.$$

Forța elementară uniform repartizată pe volumul inelar este

$$\boldsymbol{d^2F} = di(\boldsymbol{dr} \times \mu_0 \boldsymbol{H}),$$

$$|\boldsymbol{d^2F}| = di\ dr\mu_0 H,$$

deoarece $\boldsymbol{H}$ este perpendicular pe dr. Componenta după axa cilindrului este

$$d^2F_y = di\ dr\mu_0 H \sin\alpha^1.$$

[1] În figura 7.19 forțele elementare $\boldsymbol{d^2F}$ și $\boldsymbol{d^2F_y}$ s au reprezentat ca forțe concentrate, din motive grafice. În realitate, aceste forțe sînt uniform repartizate pe periferia unui cerc.

Forța totală după direcția y, care este o forță de respingere rezultă

$$F_y = \frac{\mu_0 i^2}{2\pi} \int_a^c \frac{dr}{r} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (1 - \cos\alpha) \sin\alpha \, d\alpha = \frac{1}{2} \frac{\mu_0 i^2}{2\pi} \ln \frac{C}{a}, \tag{7.62}$$

deoarece

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} (1 - \cos\alpha) \sin\alpha \, d\alpha = -\cos\alpha \Big|_0^{\frac{\pi}{2}} - \left| \frac{1}{2} \sin^2 \alpha \right|_0^{\frac{\pi}{2}} = \frac{1}{2}.$$

În sistemul MKSA, (S.I.), $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{H}{m}\right]$ deci

$$F_y = i^2 \ln \frac{C}{a} 10^{-7} [\mathrm{N}]$$

sau (7.63)

$$F_y = 1{,}02\, i^2 \ln \frac{C}{a} 70^{-8} \ [\mathrm{kgf}].$$

Componentele radiale ale forțelor din planele paralele cu planul de contact se anulează.

Observații. Relația (7.62) se poate demonstra și cu ajutorul tensiunii maxwelliene, arătîndu-se astfel că forța exercitată asupra unui element de contact (conductor) este independentă de forma locului de contact: sferă, elipsoid de rotație, cilindru, cu condiția ca diametrul feței de contact să se mențină $2a$ și al conductorului $2C$. Tensiunea maxwelliană pe suprafața frontală a conductorului este:

$$T_n = -n W_m = -n \frac{\mu_0 H^2}{2} = -n \mu_0 \frac{I^2}{4\pi^2 r^2} \frac{1}{2},$$

iar forța exercitată asupra conductorului este

$$F = -n \int_a^C 2\pi r dr \frac{\mu_0 I^2}{8\pi r^2} = -n \frac{\mu_0 I^2}{4\pi} \ln \frac{C}{a}.$$

Eforturi în prizele de curent. Contactele cap la cap sînt utilizate mai ales la aparatele de joasă tensiune: contactoare și întreruptoare. La aparatele de înaltă tensiune (întreruptoare) un contact mobil alunecă într-un contact fix (tulipă). Astfel în figura 7.20 se dezvoltă forțe relativ slabe de strîngerea contactului datorită acțiunii curenților din degetele tulipei, dar și forțe de respingere puternice datorite interacțiunii dintre curenții din tulipă și din contactul mobil. Aceste forțe se adaugă forței de repulsie din locul de contact

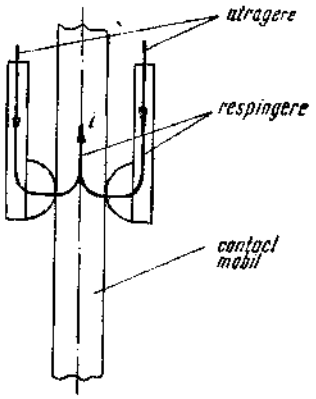


Fig. 7.20. Contact cu tendință de desfacere.

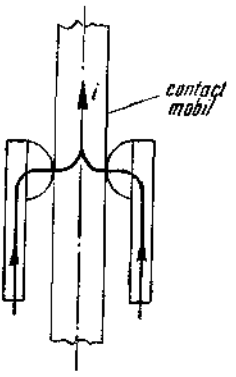


Fig. 7.21. Contact cu tendință de gripare.

și contribuie și mai mult la tendința de desfacere a contactului. În figura 7.21 se exercită forțe de apăsare (închidere) în contact, produce atît de interacțiunea curenților din tulipă cît și a curenților din tulipă și contactul glisant. Aceste forțe sînt de semn contrar cu forțele de repulsie în locul contactului și la curenți intenși de scurtcircuit au tendința de a bloca contactul, opunîndu-se acțiunii de deschidere a dispozitivului de declanșare.

Consecința directă a existenței forței de repulsie în contact este că forța efectivă de apăsare diminuează și ca urmare rezistența contactului crește. Dacă F_m este forța mecanică de apăsare datorită resoartelor și F_r este forța de respingere, forța totală este

$$F_t = F_m - F_r,$$

iar rezistența electrică a contactului, în concordanță cu relațiile (7.17), (7.18) este

$$R = \frac{\rho}{2}\sqrt{\frac{\pi \xi H}{n(F_m - F_r)}} \quad \text{teoretic, la contacte plane.}$$

$R = C(F_m - F_r)^{-m}$ experimental, la contacte plane.

Procesul repulsiei contactelor este labil. În adevăr, ca urmare a reducerii forței, dimensiunile microcontactului se micșorează după relația (7.16)

$$a = \sqrt{\frac{(F_m - F_r)}{n \pi \xi H}}, \text{ la contacte plane,}$$

iar în conformitate cu relația (7.63), forța de repulsie crește pe măsură ce a se micșorează.

În cele din urmă repulsia contactului poate avea drept efect fie topirea și sudarea contactului, ca urmare a creșterii puterii disipate în arc ($R\,i^2$) și a

creşterii căderii de tensiune pe contact ($U=R\ i$) conform relaţiei (7.30), fie formarea unui arc electric între cele două elemente de contact, în cazul cînd forţa de repulsie este în măsură să învingă forţa de apăsare datorită resoartelor. Formarea arcului electric între contacte, în afara regimului prevăzut la comanda de deschidere, are drept efect încălzirea excesivă a pieselor care susţin contactele şi ca urmare degradarea izolaţiei corespunzătoare şi la pierderea calităţilor fizice ale unor piese învecinate, cum ar fi resoartele, care asigură presiunea pe contacte.

7.3. COMPORTAREA CONTACTELOR LA ARCUL ELECTRIC

Căldura dezvoltată în coloana arcului electric este cedată mediului exterior prin radiaţie sau prin conductibilitate. La arcul electric de lungime mare, cedarea de căldură are loc aproape integral prin radiaţie, în timp ce la arcul de lungime mică (sub 5 mm), căldura este cedată în masa contactului mai ales prin conductibilitate.

Purtătorii de sarcină (electronii, ionii) cedează energia lor, total sau parţial electrozilor pe care îi ating. Cea mai mare parte a acestei energii este transformată în căldură, la electrod, şi numai o parte redusă este consumată în procesul de emisie secundară, care prin efectul lucrului de ieşire are drept rezultat răcirea electrodului.

Sub acţiunea temperaturii ridicate a electrozilor metalul se evaporă şi deci dispare din masa solidă a contactului. Acest proces se numeşte *arderea contactului.*

La contactele folosite în curent continuu, pentru a împiedica arderea contactului, este suficient să se utilizeze metale cu punct de fierbere ridicat.

La întreruperea în curent alternativ, folosirea metalelor cu punct de fierbere prea ridicat are neajunsul de a menţine, în pauza de curent, o temperatură ridicată a electrodului şi ca urmare favorizează reaprinderea arcului în semiperioada următoare. Din această cauză, folosirea wolframului ca material pentru prelucrarea arcului electric în întreruptoarele de curent alternativ este indicată numai dacă este însoţită de o viteză mare de deplasare a contactului mobil, astfel ca răcirea coloanei arcului să se activeze prin lungirea sa.

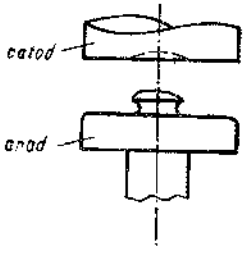


Fig. 7.22. Migraţia brută.

Migraţia brută. Acest fenomen apare în cazul funcţionării contactelor în curent continuu, cu distanţă mică (arc scurt) şi cu tensiune redusă (24 V; 7 A). Materialul este transportat de la catod la anod, unde este depus sub forma unei ciuperci ca în figura 7.22. Explicaţia fenomenului constă în *vaporizarea mai intensă* la catod decît la anod ca urmare a temperaturii locale mai ridicate a catodei (pata catodică). Migraţia brută caracterizează funcţionarea stabilă a arcului electric în domeniul curenţilor

intenşi. După Holm, cantitatea m de material transportată este proporţională cu sarcina electrică, adică

$$m=\gamma\int_0^t i\,(t)\,dt=\gamma q. \tag{7.64}$$

Valorile lui γ sînt date în tabela 7.4.

TABELA 7.4

Factorul de proporţionalitate γ

Metalul	Cu	Ag	Au	Pt	W
$\gamma\cdot10^{-6}$[cm³/C]	0,8	0,4	1,1	1,2	0,04

Migraţia fină. În afara domeniului de existenţă a arcului electric (tensiuni sub 10 V, curenţi sub 6 A) se constată o migraţie fină de material de la anod la catod. Migraţia fină este caracterizată de formarea unor ace, vîrfuri sau cupe pe catod, în timp ce pe anod se formează goluri corespunzătoare aşa cum se arată în figura 7.23.

Migraţia fină caracterizează întreruperea cu scîntei, deci a descărcărilor electrice singulare.

În figura 7.24 se prezintă domeniile migraţiei fine şi migraţiei brute separate de caracteristica arcului electric.

Fenomenul de migraţie fină poate fi explicat prin:

Efectul Thomson, care constă în *dezvoltarea de căldură* sau *absorbţie de căldură* în zona în care există o cădere importantă de temperatură, dacă zona este parcursă de curent electric. Într-un contact electric, distanţa între metalul topit şi metalul netopit (rece) este de cîţiva microni. Ca urmare apar asimetrii puternice de încălzire care conduc după cîteva milioane de conectări la transport de material.

Efectul Peltier este activ la limita dintre două metale diferite din punct de vedere termoelectric. Şi în acest caz, trecerea curentului poate conduce la dezvoltare sau absorbţie de căldură şi ca urmare la asimetrii de încălzire în contact.

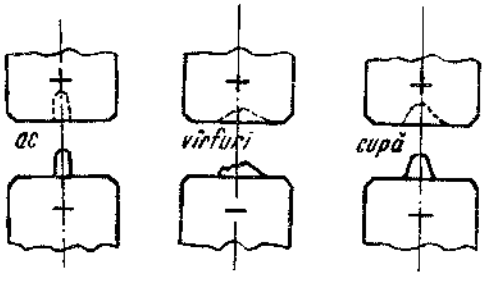


Fig. 7.23. Migraţie fină.

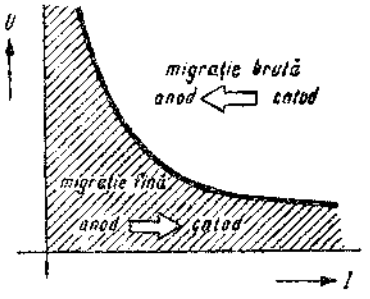


Fig. 7.24. Domenii de migraţie.

7.4. MATERIALE PENTRU CONTACTE

Aspectele funcțional și de exploatare ale aparatelor electrice constituie factori hotărîtori la alegerea materialelor utilizate la construcția contactelor electrice. Pe baza acestor aspecte se stabilesc solicitările termice și mecanice la care sînt supuse contactele electrice.

7.4.1. Condiții de exploatare

După regimul de funcționare a contactelor electrice, acestea se pot clasifica în următoarele grupe :

a. Contacte care stabilesc sau întrerup un circuit electric în absența curentului electric (comutație fără sarcină). În această grupă intră contactul fișe-priză, contactul siguranțelor fuzibile. Asemenea contacte se pot calcula pe baza proprietăților fizice ale materialelor, astfel încît încălzirea contactului să fie limitată în cadrul prescripțiilor. Pentru reducerea pierderilor de energie, în funcționarea de durată, se cere ca rezistența de contact să fie redusă, iar căderea de tensiune se situează sub cîțiva milivolți.

b. Contacte pentru tensiuni reduse și curenți mici, funcționînd în circuite de curent continuu, cu migrație fină de material (de la anodă la catodă). Asemenea contacte sînt utilizate la relee. Aceste contacte lucrînd la tensiuni sub 10 — 12 V, deci în absența arcului electric, singura problemă ce trebuie rezolvată este a migrației fine de material.

c. Contacte pentru puteri de rupere medii. Acestea lucrează la tensiuni mai mari (120 — 500 V) și deci se află, mai ales la deschidere, sub acțiunea arcului electric. În circuitele de curent continuu are loc transportul de material de la catod la anod. Asemenea contacte există în aparatele de joasă tensiune : contactoare, întreruptoare. Solicitarea contactelor de sarcină medie constă în arderea contactelor (vaporizarea metalului) și în tendința de sudare. Această tendință este cu atît mai pronunțată cu cît frecvența de lucru a contactelor este mai mare și deci încălzirea contactului este cauzată nu numai de rezistența de contact sporită, dar și de căldura cedată contactelor de arcul electric. De asemenea, curenții de scurtcircuit intensi pot conduce la sudarea contactelor, care astfel mențin aparatul conectat deși s-a primit comanda de deschidere.

d. Contacte pentru puteri de rupere mari. În această categorie intră contactele aparatelor de joasă tensiune (120 — 500 V) de curenți nominali intensi (100 — 3 000 A), precum și contactele întreruptoarelor de înaltă tensiune (6 — 500 kV). Asemenea contacte sînt supuse unei încălziri intense, datorită piciorului arcului electric de curent intens. Problema arderii contactelor și a migrației brute se pune în cea mai mare măsură. De asemenea, sub acțiunea temperaturii ridicate a arcului electric pot avea loc reacții importante cu elementele aerului atmosferic.

e. Contacte glisante. Unele aparate de joasă tensiune și aproape toate întreruptoarele de înaltă tensiune posedă contacte glisante, deci contacte care electric

nu se deschid, dar care își modifică locul de contact prin glisare. Asemenea contacte ridică probleme tehnologice și mecanice legate de alunecarea cu frecare.

În rezumat, solicitările principale în contactele electrice sînt:
— tendința de sudură;
— arderea contactelor (vaporizarea materialului);
— migrația brută de material;
— migrația fină de material;
— reacția cu atmosfera înconjurătoare.

7.4.2. Alegerea materialelor

La alegerea și dimensionarea unui contact sînt de rezolvat principial două probleme: *alegerea materialului potrivit, alegerea formei constructive optime.*

În construcția contactelor de curenți tari se folosesc metalele. În principiu, pentru realizarea unui contact „ideal" dintr-un singur metal, se cer acestuia calități antagoniste, care nu pot coexista simultan. Astfel, cerința ca un metal să aibă conductibilitate electrică ridicată și rezistență la arc electric mare nu poate fi îndeplinită nici de argint (conductibilitate electrică mare, rezistență mică de ardere), nici de wolfram (rezistență la arc electric mare, conductibilitate electrică redusă). De asemenea, cerința ca un metal să nu reacționeze cu atmosfera înconjurătoare și să fie în același timp suficient de ieftin, nu poate fi îndeplinită. Cuprul este relativ ieftin, dar se oxidează repede; argintul, aurul nu reacționează sensibil cu atmosfera, dar sînt scumpe.

De aici rezultă că obținerea unui contact convenabil tehnic, și acceptabil și din punct de vedere economic, este posibilă printr-un studiu amănunțit al exploatării lui și prin utilizarea unor materiale care să asigure un compromis între cerințele antagoniste.

În figura 7.25, *a*, se prezintă [50] un extras din tabelul periodic al elementelor, propus de Jean Perrin[1], în scopul stabilirii unui criteriu de alegere a metalelor folosite la uzinarea contactelor. Elementele care se află pe aceeași coloană au aproximativ aceleași proprietăți. Un exemplu concludent îl constituie coloana care cuprinde Cu, Ag, Au, metale bune conductoare din punct de vedere electric și termic. Grupa elementelor Ru, Rh Pd, Os, Ir, Pt constituie materiale cu tendință redusă de transport de material în domeniul migrației fine. Elementele W, Mo sînt utilizabile în domeniul solicitărilor intense la arc electric, deoarece temperaturile de topire și fierbere ale acestora sînt din cele mai ridicate. În figura 7.25, *a*, domeniile care sînt interesante în construcția contactelor electrice sînt încadrate cu linie punctată și cuprind clasele de elemente menționate.

În figura 7.25, *b* se prezintă, în partea stîngă, principalele clase de exploatare ale contactelor, iar în partea dreaptă principalele clase de metale oferite de tabloul periodic al elementelor. Posibilitățile de utilizare sînt marcate cu linii de legătură între clasele de exploatare și elementele din clasele de metale [94].

[1] Tabelul inițial a fost imaginat de Mendeleev în anul 1869.

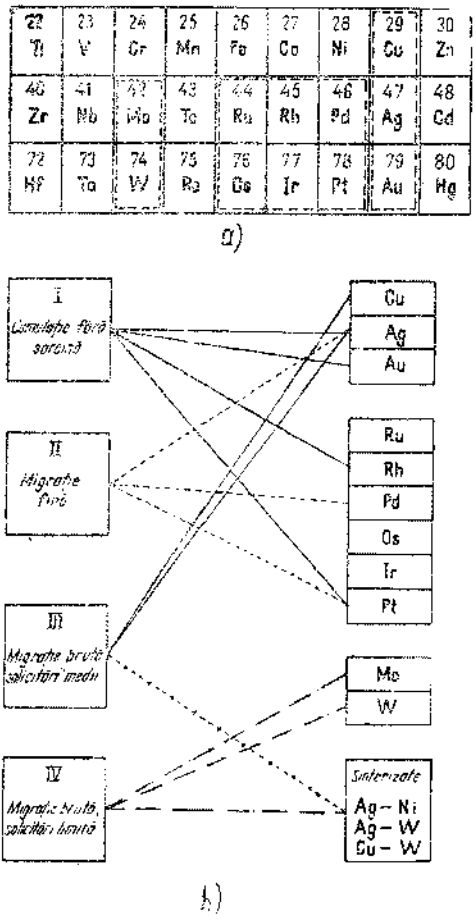


Fig. 7.25. Relativ la alegerea materialelor pentru contacte.

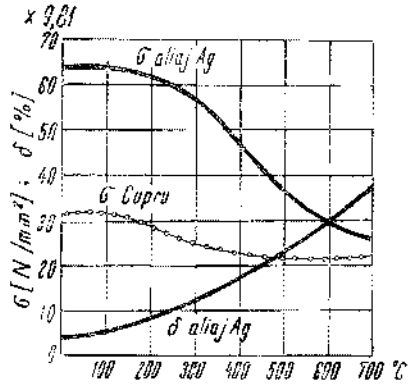


Fig. 7.26. Proprietățile aliajului Cu-Ag.

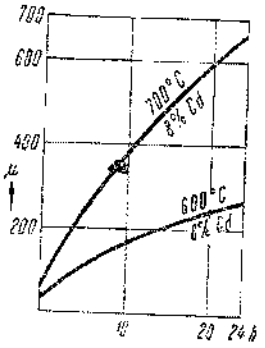


Fig. 7.27. Proprietățile aliajului Ag-CdO.

Cuprul și aliajele de cupru. Cuprul electrolitic este utilizat la construcția contactelor de solicitare medie, în joasă tensiune, cum sînt: controlere, siguranțe fuzibile, întreruptoare de joasă tensiune. Caracteristic pentru cuprul pur este faptul că posedă o elasticitate relativ redusă și că proprietățile mecanice (alungirea) scad cu creșterea temperaturii. De asemenea, formarea peliculei de oxid necesită forțe mari de apăsare, necesare fisurării acesteia.

Aliajul de Cu cu Ag în cantități de 2% — 8% poate servi ca meterial pentru contactele siguranțelor automate, comutatoarelor în sarcină ale transformatoarelor, deoarece se îmbunătățesc calitățile mecanice. Un adaos de cadmiu de 1,5% pe lîngă cel de argint contribuie de asemenea la îmbunătățirea

calităților mecanice ale contactului. În figura 7.26 se indică rezistența la tracțiune a aliajului menționat, în raport cu a cuprului, precum și alungirea după încălzirea timp de 1h la temperaturi pînă la 700°C.

Aliajul de Cu cu Be. Bronzul de beriliu, cu un conținut de 1,2 — 2% în beriliu, consituie materialul, pe bază de cupru, cel mai bun, folosit în construcția resoartelor. Contactele lamelare multiple, construite din asemenea material nu au nevoie de resort suplimentar pentru asigurarea forței de presare.

Argintul și aliajele sale. Argintul este un metal nobil relativ ieftin și din această cauză frecvent utilizat în construcția contactelor electrice sub formele:

— acoperiri galvanice (contacte de cupru argintate) cu grosime de 5 — 10 μ. Asemenea contacte au o largă utilizare în radiotehnică, dar și în tehnica curenților tari, ori de cîte ori întreruperea are loc fără curent sau cu un curent redus: cleme de curenți tari, fișe și prize, contactele separatoarelor de înaltă tensiune;

— contacte masive de argint sub formă de nituri, piese sudate sau piese placate. Acesta este domeniul comutației în joasă tensiune: tensiuni 120 — 500 V și curenți pînă la 1 000 A.

Argintul pur are cîteva proprietăți nefavorabile exploatării contactelor electrice, și anume: migrația de material, duritate redusă, contactul se uzează mecanic, tendința de lipire și rezistență redusă la acțiunea sulfului. Din această cauză, contactele de curenți tari se realizează mai ales cu aliaje de argint, care au proprietăți superioare față de argintul pur.

Aliajul de argint-cadmiu (Ag-Cd) poate avea un conținut de Cd pînă la 37%, cînd temperatura de fuziune a aliajului scade la 736°C. Prezența cadmiului în materialul contactului conduce la *reducerea sensibilă a scînteilor*, adică la crearea unor condiții de stingerea arcului electric prin aceea că energia de disociere a oxidului de cadmiu, CdO, se extrage din energia arcului electric. De asemenea formarea de CdO, cu mobilitate mare, la suprafața contactului, *micșorează tendința de lipire* a contactelor fără a mări sensibil rezistența de contact.

Deoarece proprietățile contactului de Ag-Cd se bazează pe formarea CdO, o metodă tehnologică de realizare a contactului constă în procesul de „oxidare internă". Acest proces constă din încălzirea aliajului omogen la 600 — 700°C, pe o durată de cîteva zeci de ore, astfel încît oxigenul difuzează în masa aliajului, formînd CdO. Grosimea peliculei de CdO crește odată cu durata procesului, așa cum se arată în figura 7.27. După un tratament la 700°C, timp de 24 de ore se ajunge la o grosime de peliculă de CdO de aproape 700 μ. Pentru contacte masive, este necesar un tratament termic îndelungat pentru a asigura o peliculă groasă de CdO. Din acest motiv, la aceste piese, se preferă tehnologia bazată pe elemente heterogene, adică procesul tehnologic de *sinterizare* directă a Ag cu CdO.

Contactele de aliaje Ag-Cd deși posedă calități esențiale în ceea ce privește stingerea arcului electric scurt și micșorarea tendinței de lipire, au neajunsul de a nu se putea lipi pe un suport, tocmai din cauza formării peliculei de CdO. Pentru a se elimina acest neajuns este necesar fie să se elimine prin prelucrare mecanică pelicula de CdO, fie, în cazul procesului de desinterizare, ca baza

contactului să conțină numai pulbere de argint. Procedînd astfel, contactul poate fi lipit sau sudat electric pe un suport.

Wolframul. Temperatura de topire ridicată (3 410°C) a wolframului face ca acest material să fie utilizat în construcția contactelor puternic solicitate de piciorul arcului electric, cum sînt contactele de preluarea arcului electric ale întreruptoarelor de înaltă tensiune. Utilizarea contactelor de W în circuitele de joasă tensiune este neindicată din cauza rezistenței specifice mari ($5{,}5 \cdot 10^{-6}\ \Omega$ cm) și deoarece nefiind metal nobil o suprafață curată a contactelor se poate menține numai prin curățire mecanică. Contactele de W se obțin folosind o serie de procese tehnologice metalurgice dificile. Materia de bază este pulberea de W, care este presată sub formă de bare și apoi *presinterizată* la 1 500°C în atmosferă de hidrogen. În acest mod se obține o oarecare rezistență mecanică, iar barele pot fi manevrate cu ușurință. În continuare, barele suferă procesul de *sinterizare* la 3 000°C în atmosferă de hidrogen, încălzindu-se prin trecerea directă a curentului electric. Prelucrarea ulterioară constă din *forjare* la 900—1 200°C în cuptoare speciale. În cele din urmă, cu ajutorul unor frezedisc se taie plăcuțe cu un diametru de 2 — 10 mm. Plăcuțele sînt lipite pe suporți de fier cu ajutorul cuprului fluid. Dacă se urmărește lipirea pe suporți de cupru este necesar să se utilizeze aliaje de lipit Ag-Ni sau Ag-Fe.

Piesele de W sinterizate, fără a fi fost prelucrate la cald, nu corespund scopurilor tehnice, avînd o structură granuloasă și fiind casante. Prin prelucrarea la cald, piesele capătă o structură fibroasă. Prin recristalizare, care are loc la 1 200°C, wolframul devine din nou casant. Din această cauză, contactul de W poate menține arcul electric un timp relativ scurt (cîteva ms) fără a-și modifica structura în profunzime.

Contacte sinterizate (pseudoaliaje). Procesul sinterizării s-a dezvoltat inițial datorită faptului că mijloacele tehnice ale timpului nu permiteau atingerea punctului de topire al aliajului. Utilizarea acestui proces în tehnologia contactelor are astăzi importanță funcțională și economică. Un contact sinterizat realizează un compromis între rezistența ridicată la ardere (punct de topire ridicat) și conductibilitate electrică mare (rezistență de contact redusă). Procesul sinterizării poate avea următoarele faze și variante:

— *sinterizare fără fază lichidă.* Metalele sînt amestecate sub formă de pulbere, presate și apoi încălzite la o temperatură mai mică decît temperatura de topire a fiecăruia din metalele componente;

— *sinterizare cu fază lichidă.* La acest proces, amestecul de pulberi, după presare este adus la o temperatură superioară temperaturii de topire a componentelor, care se află în cantități mai mici. Acest procedeu are neajunsul deformării și zbîrcirii piesei finite;

— *sinterizare cu strecurare.* La acest proces există doi componenți. Componentul cu temperatura de topire ridicată este presat și încălzit sub temperatura sa de topire, formînd astfel un schelet poros. Acest schelet este înmuiat în componentul cu temperatura de topire redusă, adus în stare lichidă. Acesta pătrunde prin capilaritate în porii scheletului. Produsul finit nu se deformează și nu capătă zbîrcituri.

Contacte sinterizate cupru-wolfram. Ambele metale componente ale pseudoaliajului sînt oxidabile și ca urmare contactele realizate nu pot servi drept

contacte de durată, ci *precontacte* (la închidere) sau *contacte cu arc* (la deschidere). Asemenea contacte pot fi folosite şi în aer sau în ulei pentru stabilirea de durată a curentului numai în cazurile cînd elementele de contact se lovesc puternic, se freacă unul de altul, cu frecvenţă mare şi deci stratul de oxid este înlăturat în permanenţă.

Wolframul imprimă contactului rezistenţa mare la arc electric, în timp ce cuprul îi împrumută conductibilitate electrică. La un conţinut de W peste 60%, sinterizarea este cu stare lichidă, iar la un conţinut mai mic decît 60% W, sinterizarea este fără stare lichidă.

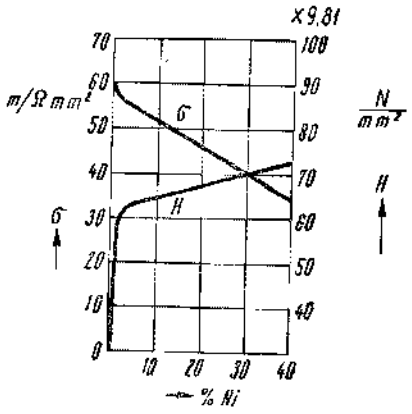


Fig. 7.28. Proprietăţile pseudoaliajului Ni-W.

Contacte sinterizate argint-oxizi metalici. Adaosurile de oxizi la pulberea de argint sînt SnO_2, PbO_2 şi mai ales CdO. Prin aceste adaosuri, contactul pierde tendinţa de lipire, iar scînteile electrice se reduc. Cum s-a mai spus, la aliajul de argint cu cadmiu, proprietăţile îmbunătăţite ale contactului se datoresc oxizilor (CdO) cu o mare mobilitate, care se sublimează pe contacte şi se disociază. Astfel CdO se sublimează la 1 000°C şi se disociază la 1 400°C. Prin sublimarea oxizilor, rezistenţa de contact sporeşte neînsemnat. Sinterizarea se face sub temperatura de fuziune, deoarece se urmăreşte conservarea oxidului în toată masa contactului.

Contacte sinterizate argint-metal greu fuzibil (Ni-W). Pseudoaliajul argintului cu nichelul, cu punct de topire la 1 455°C, împrumută contactului rezistenţă mare la ardere. Chiar cu un conţinut redus de Ni, piesele se pot uşor prelucra prin laminare, placare cu ajutorul sudurii şi lipirii. Duritatea pieselor creşte considerabil, după cum se vede în figura 7.28, ajungîndu-se la un conţinut de Ni de 40% la H=72 kg/mm².

Pentru realizarea unor piese încă mai rezistente la ardere, decît sinterizatul Ag-Ni, se utilizează wolframul sau molibdenul ca adaos la argint. O piesă sinterizată de argint cu 30% wolfram atinge o duritate pînă la 1 000 — 1 200 N/mm² şi o conductivitate de 32 — 35 m/Ω mm².

Contacte sinterizate argint-grafit. Sînt utilizate pentru două scopuri diferite:

— pentru reducerea tendinţei de sudură;

— pentru realizarea contactelor unor contacte glisante, deoarece grafitul are proprietăţi de lubrifiant. În ambele cazuri, sinterizarea are loc la o temperatură inferioară temperaturii de topire a componenţilor. Pentru tendinţe de sudare, conţinutul de grafit este (critic) cuprins între 2% şi 5%, în timp ce pentru realizarea contactelor glisante acest conţinut este de 5 — 10%.

Reacţii chimice deosebite în contacte. Atmosfera în care lucrează contactul, precum şi temperatura ridicată a arcului electric favorizează reacţii chimice asupra metalelor (pure, aliaje sau pseudoaliaje).

Reacții chimice în atmosferă. Argintul nu reacționează cu oxigenul din atmosferă, dar indiferent de gradul de puritate, este foarte sensibil la acțiunea sulfului, prin formarea sulfurii de argint (Ag_2S). Înnegrirea caracteristică argintului se datorește tocmai formării peliculei de Ag_2S și deci nu oxidării. Cauzele reacției chimice a argintului cu sulful pot fi :

— Piesele de contact sînt în atingerea sau în apropierea unor piese solide cu conținut de sulf sau sînt udate de lichide, care conțin sulf. Astfel, garniturile de cauciuc care etanșează carcasele aparatelor nu trebuie să conțină sulf. Reacția aici poate fi directă, dar și prin intermediul sulfului, degajat de cauciuc și fixat apoi de contacte prin intermediul umidității (molecule de apă absorbite).

— Contactele funcționează într-o atmosferă industrială cu conținut de sulf sub forma de SO_2, H_2S, care rezultă din procese de ardere. Și aici umiditatea joacă un rol deosebit de important în creșterea substanțială a agresivității.

Pelicula de Ag_2S este în general mai puțin supărătoare decît peliculele de oxizi ale metalelor oxidabile dar constituie un motiv ca rezistența de contact să crească de 2—3 ori față de rezistența de contact a argintului pur, neatacat.

În ceea ce privește aliajele argintului de cupru este de semnalat că stabilitatea cuprului față de sulf este mai mică decît a argintului.

Reacții chimice activate de arcul electric. Arcul electric activează procesul de oxidare. În cazul argintului, acest proces este de dorit, în scopul reducerii tendinței de sudare a contactelor de argint pur. Astfel se explică de ce adaosurile în aliajele și pseudoaliajele de argint sînt constituite din elemente oxidabile ; un aliaj Ag-Cu cu un conținut de 1 — 10% Cu se comportă mai bine la tendința de sudură decît argintul pur. De asemenea, prin alierea argintului cu Cd se urmărește formarea CdO, care se disociază și se sublimează pe contacte, împiedicînd sudarea lor.

Se constată de asemenea că arcul electric acționează nefavorabil asupra contactelor Ag—W, în sensul că produsul rezultat din reacție își pierde sensibil conductibilitatea electrică prin formarea de Wolframat de argint după formulele :

$$2Ag + WO_3 + \frac{1}{2} O_2 = Ag_2WO_4$$

sau

$$2Ag + 4WO_3 = Ag_2WO_4 + W_3O_8.$$

Aceste reacții au loc în jurul temperaturii de 550°C. Procesul menționat are drept efect de a elimina posibilitatea de utilizare a contactelor din Ag—W, respectiv Ag—Mo, în condiții de oxidare pronunțate.

În cazul funcționării în curent continuu, wolframatul de argint fiind un produs lichid încă la temperaturi relativ joase (550°C), va rezulta o migrație însemnată de material (50—100 mg/C) de la catod la anod. Deci, trebuie observat că din cauza relațiilor favorizate de temperatura ridicată a arcului electric nu se obțin proprietăți aditive ale componenților aliajului sau pseudoaliajului.

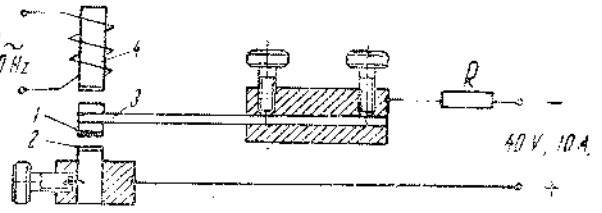


Fig. 7.29. Relativ la măsurarea migrației de material.

În figura 7.29 se indică schema de încercare a contactelor, schemă utilizată la determinarea transportului de material de la un electrod la altul. Elementul de contact *1* este fix, în timp ce elementul *2* se află pe lama elastică *3*, a cărei extremitate se află sub influența electromagnetului *4*, excitat la frecvența rețelei. Într-o secundă se produc 100 de întreruperi. Limitarea curentului la 4 — 10 A se realizează cu rezistența R. Deplasarea de material se stabilește cantitativ prin cîntărirea contactelor (împreună cu suporții lor) înainte și după experimentare.

7.5. FORMA CONSTRUCTIVĂ A CONTACTELOR

Contactele iau diferite forme constructive în funcție de exploatarea lor și de procesul tehnologic adoptat la fabricarea lor.

Contacte fixe (de durată) plane. Asemenea contacte se utilizează la prelungirea barelor colectoare, derivații din aceste bare, racorduri la bornele aparatelor, așa cum se indică în figura 7.30. Barele sînt din cupru argintat sau cositorit la extremități, bulonul de strîngere este din oțel, iar asigurarea împotriva desfacerii se realizează cu șaibe grover.

La calculul mecanic al acestor contacte trebuie să se țină seama de solicitările suplimentare care apar din cauza încălzirii contactului. Un calcul aproximativ se face pe baza figurii 7.31 și a notațiilor următoare:

F este efortul în bulonul de strîngere;
A — aria de contact efectivă;
l — grosimea îmbinării;
Δl — alungirea; Δl_0 în stare liberă; Δl_1 în stare de strîngere;
α — coeficientul de dilatare liniară;
E — modulul de elasticitate;
σ — solicitarea în material;

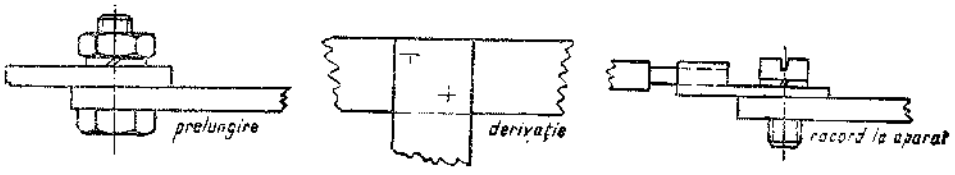


Fig. 7.30. Contacte plane fixe.

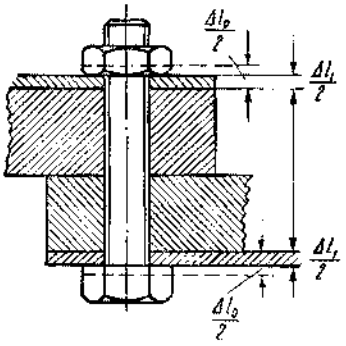


Fig. 7.31. Relativ la solicitarea suplimentară a contactului plan.

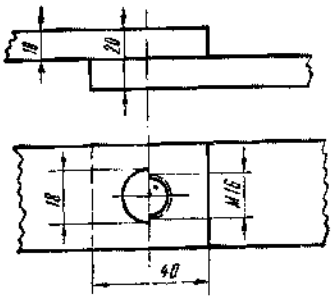


Fig. 7.32. Desen pentru exemplu de calcul.

θ este încălzirea contactului ;
r — indice pentru racord ;
b — indice pentru bulon.

În stare izolată, alungirea atît a racordului cît și a bulonului este dată de relația generală

$$\Delta l = \alpha l \theta .$$

După fixarea în stare de atingere la temperatura mediului ambiant, alungirea racordului va fi mai mică, deoarece dilatarea este limitată

$$\Delta l_1 = \alpha_r l \theta - \frac{\sigma_r}{E_r} l , \tag{7.65}$$

iar alungirea bulonului va fi mai mare, deoarece alungirile produse de încălzirea bulonului și de dilatarea racordului au același semn

$$\Delta l_1 = \alpha_b l \theta + \frac{\sigma_b}{E_b} l . \tag{7.66}$$

Dacă se ține seama de ariile efective ale racordului și ale bulonului, solicitările elastice sînt

$$\sigma_r = \frac{F}{A_r} \text{ pentru racord,}$$

$$\sigma_b = \frac{F}{A_b} \text{ pentru bulon.}$$

Prin egalarea relațiilor (7.65) și (7.66) se obține

$$\sigma_r = \frac{\alpha_r - \alpha_b}{\frac{E_r}{E_b}\frac{A_r}{A_b} + 1} \theta E_r , \tag{7.67}$$

$$\sigma_b = \frac{\alpha_r - \alpha_b}{\frac{E_b}{E_r}\frac{A_b}{A_r} + 1} \theta E_b . \tag{7.68}$$

De aici rezultă că solicitările cresc proporțional cu încălzirea, depind de modulul de elasticitate și de coeficienții de dilatație liniară ai racordului și bulonului.

Observație importantă. Relațiile (7.67) și (7.68) indică numai solicitarea suplimentară, care trebuie adăugată la solicitarea de strîngere inițială a bulonului pentru a obține solicitarea totală.

Exemplu de calcul (fig. 7.32). Racord cu șine de cupru pentru $I_n=600$ A. Bulon de oțel M 16 cu $A_b=1{,}41$ cm². Secțiunea activă a capului de bulon $A_r=2{,}25$ cm²; $l=2$ cm; $\theta=110°C$; $\alpha_r-\alpha_b=5\cdot10^{-6}$; $E_r=12\,500$ kgf/mm²; $E_b=21\,000$ kgf/mm²

$$\sigma_r=\frac{5\cdot10^{-6}}{\frac{12\,500}{21\,000}\cdot\frac{2{,}25}{1{,}41}+1}\cdot110\cdot12\,500=3{,}52\ \text{kgf/mm}^2,$$

$$\sigma_b=\frac{5\cdot10^{-6}}{\frac{21\,000}{12\,500}\cdot\frac{1{,}41}{2{,}25}+1}\cdot110\cdot21\,000=5{,}63\ \text{kgf/mm}^2.$$

Cum σ admisibil la oțel este de circa 45 kgf/mm², solicitarea suplimentară la tracțiune a bulonului este neînsemnată. Solicitarea suplimentară a cuprului la compresiune de 3,52 kgf/mm² este comparabilă cu limita de curgere 15 — 25 kgf/mm².

Contacte de durată pentru racordul conductoarelor. În acest scop se folosesc șuruburi care fixează conductorul, acesta fiind sub formă de ochi (fig.7.33) sau drept. În acest ultim caz se formează locașuri speciale pentru blocarea conductorului (fig.7.33, *c, d, e*).

Contacte temporare, care întrerup fără curent. În această categorie intră contactele formate din fișe (banane) și bucșe (prize) folosite în construcția aparatelor de măsură de laborator și în echipamentul aparatelor electrocasnice. Un asemenea contact este constituit, în general, din cel puțin două piese, avînd funcții distincte: de a asigura presiunea prin elasticitatea unei piese cu con-

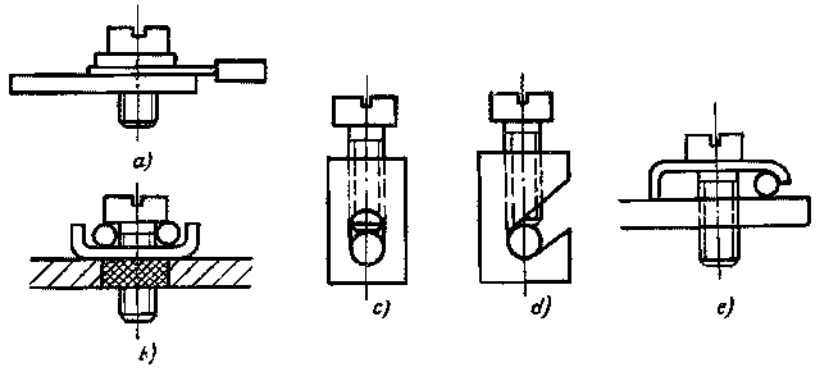


Fig. 7.33. Contacte pentru conductoare.

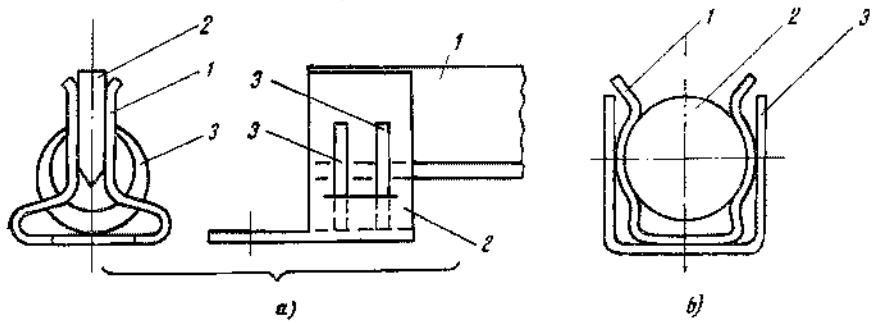


Fig. 7.34. Contacte pentru siguranțe fuzibile.

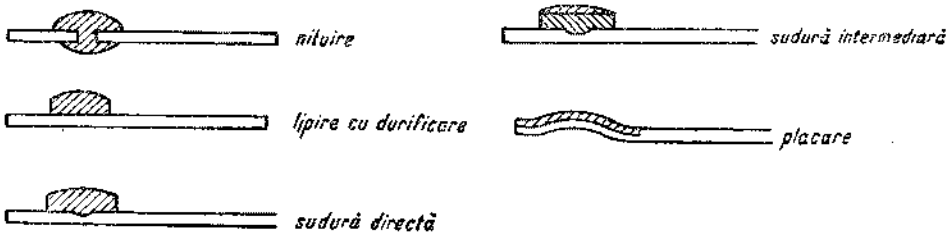


Fig. 7.35. Contacte pentru relee.

ductibilitate redusă și de a asigura contactul cu piese cu bună conductibilitate electrică, în general cupru argintat. Acest principiu este utilizat și în construcția unor aparate de uz industrial, cum sînt, siguranțele de joasă tensiune (fig.7.34, *a*) și înaltă tensiune (fig.7.34, *b*), unde piesele *1*, *2* din cupru argintat asigură contactul sub presiunea exercitată de resortul de oțel *3*.

Contactele releelor. Pe un suport elastic, contacte de Pt sau aliaje de Pd sînt fixate prin procedee felurite, cum se indică în figura 7.35, și anume : nituire, lipire urmată de durificare, sudură directă, sudură intermediară, placare. Contactele de dimensiuni foarte mici, deci cu un consum redus de metale prețioase, se realizează de preferință prin sudură directă, utilizîndu-se în acest caz o mașină de sudat prin puncte cu program de sudură comandat electronic. La sudura intermediară, operația de sudură este posibilă prin existența la partea inferioară a contactului, a unei structuri deosebite (de exemplu, argint) față de contactul propriu-zis (de exemplu, CdO), care nu este sudabil pe suporți de metal.

Contacte utilizate la comutația puterilor medii. Contactoarele și întreruptoarele de curenți nominali relativ mici (sub 100 A) sînt echipate cu contacte „în punte", cu dublă întrerupere pe fiecare cale de curent. O asemenea construcție se pretează la o mare productivitate, utilizîndu-se ștanțarea elementelor de contact din profile sudate sau placate, așa cum se indică în figura 7.36.

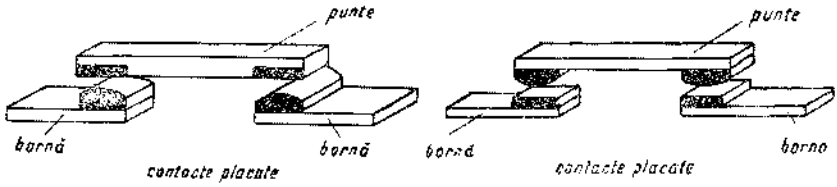


Fig. 7.36. Contacte placate.

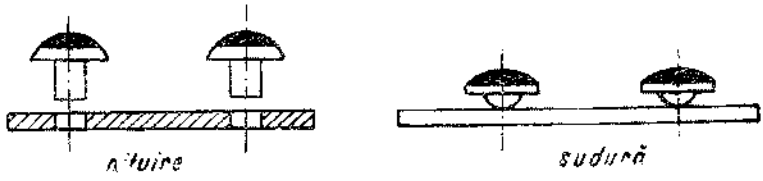


Fig. 7.37. Contacte nituite şi sudate.

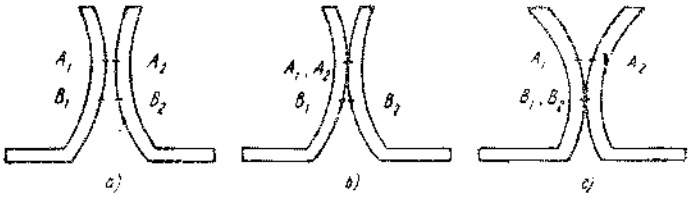


Fig. 7.38. Contacte cu rostogolire.

Punţile acestor contacte mai pot fi realizate prin nituire sau sudare, aşa cum se indică în figura 7.37. În ambele cazuri se preferă consum minim de material activ, adică numai capul nitului este constituit din materialul aliat sau sinterizat rezistent la arcul electric. Restul punţii ca şi bornele sînt constituite din cupru aliat.

La curenţi mai mari (de exemplu peste 100 A) se utilizează uneori contacte cu rostogolire şi frecare, cum se indică principial în figura 7.38.

Puţin înainte de stabilirea contactului există tendinţa ca acesta să se stabilească în punctele A_1, A_2 (*a*). În momentul stabilirii contactului în aceste puncte se produce topirea şi vaporizarea locală, întrucît presiunea nu este încă suficientă (*b*). Pe măsură ce presiunea pe contact creşte, acesta se rostogoleşte şi în final contactul se stabileşte în punctele B_1, B_2 (*c*), care nu au suferit procesul arderii. Dacă rostogolirea este însoţită şi de o uşoară alunecare cu frecare, contactul se autocurăţă şi deci este lipsit de peliculă disturbatoare. La desfacerea contactului, fazele sînt inverse, întreruperea realizîndu-se tot în punctele A_1, A_2 între care se stabileşte arcul electric.

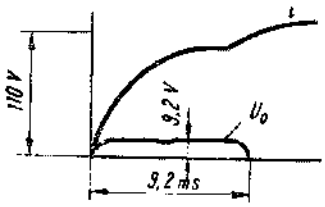


Fig. 7.39. Presiunea locală la închiderea contactelor plane.

Observații privind fenomenele care apar la închiderea contactelor plane. După cum s-a arătat la capitolul 7.2.4. în regim de durată contactul plan este stabilit prin n microcontacte de diametru mediu $2a$. La numărul n de contacte se ajunge succesiv (în timp), în fază inițială acest număr fiind egal cu zero. Prin urmare, căderea de tensiune pe contact $U=iR$ este variabilă în timp, întrucît R este variabil (numărul de puncte de contact este variabil), dar și $i(t)$ este variabil fiind determinat de parametrii sursei și ai receptorului. Un curent i cu valori inițiale mari conduce la topirea și vaporizarea metalului (numărul de microcontacte este redus în această etapă), provocînd o presiune locală, cu tendință antagonistă stabilirii contactului. Astfel, rezistența de contact crește, iar căderea de tensiune se menține timp de cîteva milisecunde la peste 10 V, așa cum se indică în figura 7.39, care reprezintă oscilograma tensiunii și curentului cu o creștere $(di/dt)_{t=0}=260$/ Arms. Dacă dimpotrivă panta curentului inițial este redusă, spre exemplu $(di/dt)_{t=0}=27$ A/ms, procesul vaporizării inițiale nu se mai produce, iar căderea de tensiune pe contact ia valoare redusă (cîțiva mV) încă din etapa inițială. În figura 7.40 se indică [135] dependența între viteza de închidere a contactului și viteza de creștere a curentului, astfel încît să existe tensiune ridicată pe contact, deci ardere inițială a contactului. Pe figură s-a trasat zona de dispersie datorită caracterului statistic al acestui fenomen.

Dacă se acceptă că între conductibilitatea G a contactului și deformația δ există o dependență liniară (fig.7.41):

$$G=\frac{2a\,n}{\varrho}=k\delta \tag{7.69}$$

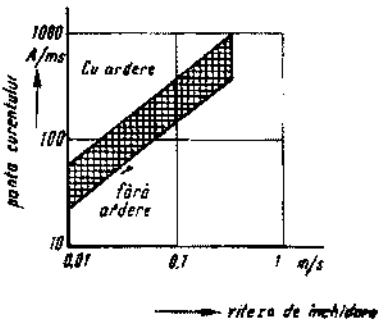


Fig. 7.40. Domenii cu și fără ardere.

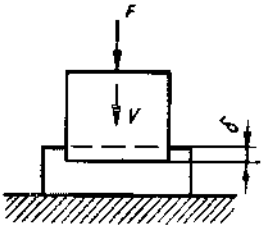


Fig. 7.41. Deformația elastică a contactului.

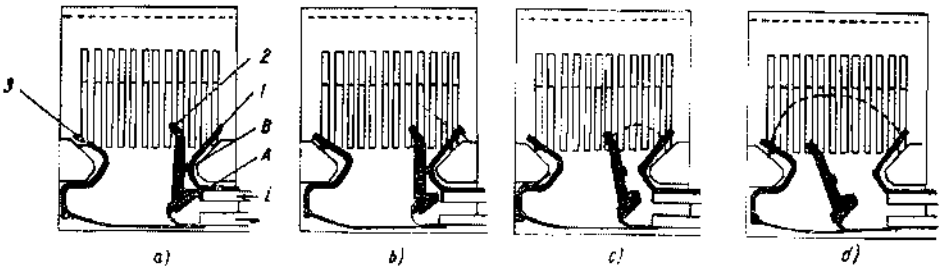


Fig. 7.42. Contacte: principal A și de rupere B.

și

$$\frac{dG}{dt} = k\frac{d\delta}{dt} = kV,$$

unde v este viteza de atingere a contactelor. Se poate calcula tensiunea inițială pe contact

$$U_0 = -\frac{\left(\frac{di}{dt}\right)_{t0}}{\left(\frac{dG}{dt}\right)_{t0}} = \frac{\left(\frac{di}{dt}\right)_{t0}}{k\,v_0}. \qquad (7.70)$$

În relația (7.70), panta inițială a curentului se stabilește în funcție de elementele circuitului, iar v_0 este viteza de cădere a contactului fix peste cel mobil, în momentul atingerii celor două suprafețe. Astfel dacă intensitatea curentului este de forma $i=I(1-e^{-t/T})$, panta curentului în momentul $t=0$ este $(di/dt)_{t=0}=I/T$.

Contacte utilizate la comutația puterilor mari. La această exploatare, *contactul de durată* trebuie ferit de acțiunea arcului electric manifestată prin ardere și migrație de material, astfel încît în mod firesc apare în construcția întreruptorului cel puțin un *precontact* care preia solicitarea produsă de arcul electric atît la închidere cît și la deschidere. În figura 7.42 s-a reprezentat schematic sistemul de contacte al unui întreruptor de joasă tensiune limitator tip DL (Delle) de 2 000 A; 500 V. Contactul de durată este realizat în A, precontactul este realizat în B (a). Arcul electric se lungește între piesele *1* și *2* (c) și apoi între *1* și *3* (d). Se constată că după deschiderea contactului de durată A, contactul B mai rămîne închis un timp scurt (b).

La întreruptoarele de înaltă tensiune, sistemul de contacte, pe o cale de curent, este indicat în figura 7.43, unde se poate distinge contactul fix *1*, contactul mobil *2* și contactul glisant *3*. În figura 7.44 este reprezentată simplificat o secțiune în contactele fix și mobil. Piesele *1*, *4* sînt din cupru aliat ușor, iar piesele *2* și *3*, care preiau arcul electric sînt din W sau W—Ag sinterizat. Întrucît piesa *3* suferă o uzură importantă, ea poate fi înlocuită cu ușurință.

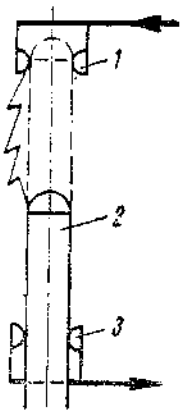


Fig. 7.43. Contacte la întreruptoarele de î.t.

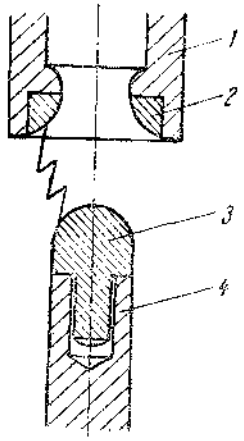


Fig. 7.44. Detalii la fig. 7.43.

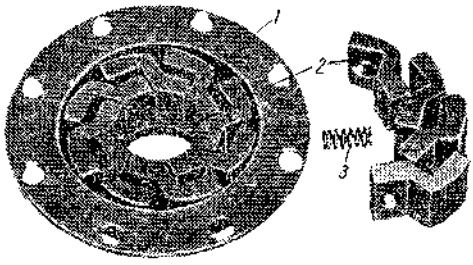


Fig. 7.45. Contact alunecător AEG.

În figura 7.45 se reprezintă un contact glisant după o concepție ingenioasă. Cilindrul *1* conține elementele de contact *2*. Presiunea este asigurată de resoartele *3* care se plasează între două elemente, fiind așezate în locașuri cilindrice

7.6. VIBRAȚIA CONTACTELOR

La închiderea unui contact electric elementul mobil se ciocnește cu elementul fix. În funcție de construcția aparatului această ciocnire poate fi mai mult sau mai puțin elastică.

Fenomenul de respingere a elementului mobil de contact ca urmare a procesului de ciocnire se numește vibrația contactului. Este de la sine înțeles că acest fenomen este dăunător aparatului deoarece el conduce la diminuarea rezistenței de contact și în cele din urmă, cînd elementele de contact s-au separat, la apariția arcului electric.

Se disting două tipuri de vibrații și anume vibrația fină și vibrația brută.

7.6.1. Vibrația fină

Acest fenomen, cu caracter mai mult teoretic, are loc la stabilirea unui contact, la care elasticitatea este cea corespunzătoare deformației elastice a însăși piesei de contact. În figura 7.46 se reprezintă un asemenea caz, simplificat la extremă. Masa contactului mobil m, sub acțiunea forței F, ciocnește masa M_∞, admisă infinită, a contactului fix. Se admite că deformația δ este

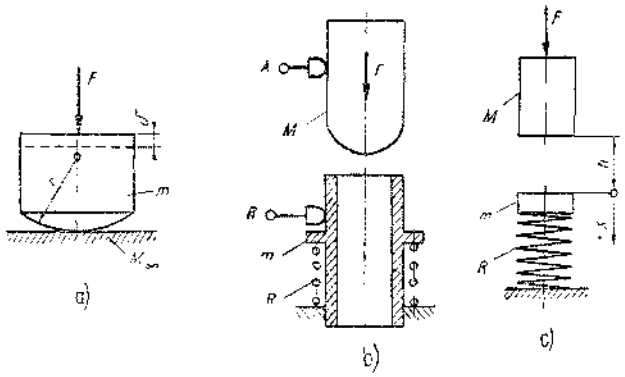


Fig. 7.46. Relativ la vibrația contactelor.

elastică și că o suferă numai contactul mobil. Energia totală a elementului de contact incident este

$$W_1 = \frac{m v^2}{2} + F\delta \tag{7.71}$$

unde $m v^2/2$ este energia cinetică a contactului mobil, iar $F\delta$ este lucrul mecanic de deformație. Energia restituită după ciocnire este o fracțiune din energia la incidență

$$W_2 = \alpha \left(\frac{m v^2}{2} + F\delta \right) \tag{7.72}$$

unde $\alpha = 0{,}02 - 0{,}03$ pentru cupru și argint. Pentru a elimina vibrația este necesar ca energia restituită să fie mai mică decît energia de deformație elastică, adică

$$\alpha \left(\frac{m v^2}{2} + F\delta \right) < F\delta$$

de unde se extrage

$$\frac{F\delta}{\frac{m v^2}{2}} > \frac{\alpha}{1-\alpha}. \tag{7.73}$$

Deoarece α este un număr pozitiv dar mai mic decît 1, partea dreaptă a ecuației (7.73) este mereu pozitivă. Inegalitatea (7.73) va fi cu atît mai bine satisfăcută cu cît masa incidentă m este mai mică, forța F de acționare este mai mare și cu cît viteza v la închidere este mai mică. Masa contactului este determinată de intensitatea nominală a curentului, care parcurge contactul, deci nu poate fi redusă decît în măsura în care un contact poate fi divizat. Viteza la închidere nu poate fi diminuată prea mult (0,5 — 1 m/s) din cauza pericolului de ardere al contactului la închidere. Singurul factor asupra căruia se poate acționa este forța F, care poate fi majorată pînă la dispariția vibrației contactului.

Modelul din figura 7.46, *a* oferă posibilitatea cunoașterii factorilor care conduc la apariția vibrației, dar în mod practic o asemenea situație nu există în construcția aparatelor electrice, deoarece cel puțin unul din elementele de contact este prevăzut cu o elasticitate (resort) al cărui rol este de a asigura presiunea pe contact și de a amortiza mișcarea.

7.6.2. Vibrația brută

În figura 7.46, *b* s-a reprezentat schematic contactele unui tip constructiv de întreruptor cu aer comprimat; elementul mobil de masă M, antrenat de forța F, lovește la închiderea contactului, elementul în repaus de masă m. Acesta este sprijinit pe elasticitatea (resortul) R.

Procesul mecanic al ciocnirii se studiază cu ajutorul unui model, iar rezultatele studiului sînt cu atît mai concludente cu cît modelul ales este mai fidel față de realitatea fizică, ținînd seama de formele constructive extrem de variate ale contactelor. Un asemenea model reprezentativ este indicat în figura 7.46, *c*. Contactul mobil de masă M este antrenat de forța F într-o mișcare uniform accelerată pînă cînd atinge contactul fix de masă m. Acesta este fixat la extremitatea unui resort cu constanta C. Studiul mișcării începe din momentul atingerii celor două contacte, iar ecuația corespunzătoare este

$$(M+m)\frac{d^2x}{dt^2}=F-Cx \tag{7.74}$$

unde Cx reprezintă forța de comprimare a resortului, iar x săgeata resortului. Ecuația diferențială (7.74) se rezolvă prin aplicarea transformării Laplace și ținînd seamă de condițiile inițiale. În momentul atingerii celor două contacte, considerat ca origină a timpului, viteza ansamblului de masă $M+m$ se consideră a fi egală cu viteza la care ajunge contactul de masă M accelerat pe distanța h, adică

$$v=\sqrt{2\,h\,a}=\sqrt{2\,h\frac{F}{M}}=\dot{x}(0). \tag{7.75}$$

Astfel prin aplicarea transformării Laplace ecuației se obține

$$p^2\mathfrak{L}x-p\,x(0)-\dot{x}(0)+\frac{C}{M+m}\mathfrak{L}x=\frac{1}{p}\frac{F}{M+m}. \tag{7.76}$$

Cum $x(0)=0$, deoarece originea axei x se ia cu resortul nedeformat la limita superioară a contactului de masă m, iar valoarea lui $\dot{x}(0)$ este dată în relația (7.75), ecuația (7.76) devine

$$\mathfrak{L}x=\frac{F}{M+m}\frac{1}{p\left(p^2+\frac{C}{M+m}\right)}+\sqrt{2\,h\frac{F}{M}}\frac{1}{p^2+\frac{C}{M+m}}$$

cu notația $\omega=\sqrt{\frac{C}{M+m}}$

$$\mathfrak{L}x = \frac{F}{M+m}\,\frac{1}{p\,(p^2+\omega^2)} + \sqrt{\frac{2hF\,(M+m)}{MC}}\,\frac{\omega}{p^2+\omega^2}. \tag{7.77}$$

Cu relațiile de transformare cunoscute

$$\mathfrak{L}^{-1}\frac{1}{p\,(p^2+\omega^2)} = \frac{1}{\omega^2}\,(1-\cos\omega t); \quad \mathfrak{L}^{-1}\frac{\omega}{p^2+\omega^2} = \sin\,\omega t.$$

Funcția original căutată este

$$x = \frac{F}{M+m}\,\frac{M+m}{C}\,(1-\cos\,\omega t) + \sqrt{\frac{2hF\,(M+m)}{MC}}\,\sin\,\omega t. \tag{7.78}$$

În relația (7.78) se notează $F/C=x_s$, raport care reprezintă săgeata statică a resortului de constantă C asupra căruia se exercită forța F. Dacă masa m este relativ mică în raport cu masa M, atunci raportul $(M+m)/M\approx 1$, iar ecuația (7.78) se mai scrie

$$x = x_s - x_s\,\cos\,\omega t + \sqrt{2\,h\,x_s}\,\sin\,\omega t$$

ecuație care se restrînge sub forma

$$x = x_s + \sqrt{2\,h\,x_s + x_s^2}\,\sin\,(\omega t - \varphi) \tag{7.79}$$

cu reprezentarea grafică din figura 7.47. Se observă că săgeata dinamică diferă față de săgeata statică și are valorile limită

$$x_{d_1} = x_s + \sqrt{2\,h\,x_s + x_s^2} \tag{7.80}$$

$$x_{d_2} = x_s - \sqrt{2\,h\,x_s + x_s^2}. \tag{7.81}$$

Se mai observă că în intervalul t_1, t_2 săgeata este negativă, adică contactul de masă M are tendința de a se desprinde de contactul de masă m, care este frînat din cauza resortului cu care este solidar.

Dacă contactele nu se separă metalic ele se deplasează cu aceeași accelerație. Mișcarea fiecărui contact se poate stabili prin introducerea forței de apăsare F_p existentă între cele două contacte.

Pentru contactul de masă M

$$M\ddot{x} = F - F_p \tag{7.82}$$

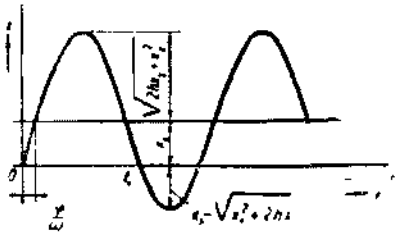


Fig. 7.47. Oscilații neamortizate ale contactului.

Pentru contactul de masă m

$$m\ddot{x}=F_p-Cx. \tag{7.83}$$

Prin eliminarea acceleraţiei $\ddot{x}$ din ecuaţiile (7.82) şi (7.83) se obţine valoarea forţei de apăsare

$$F_p=\frac{mF+MCx}{M+m}. \tag{7.84}$$

Această forţă trebuie să existe realmente adică $F_p\geqslant 0$ pentru ca să nu se producă separarea, adică vibrarea contactelor. Se obţine astfel inegalitatea

$$\frac{F}{M}>-\frac{C}{m}x. \tag{7.85}$$

În relaţia (7.85) valoarea cea mai defavorabilă pentru x este valoarea maximă în intervalul t_1, t_2 şi anume x_{d_2} din relaţia (7.81). Această valoare se introduce în relaţia (7.85) şi se obţine

$$C\leqslant\frac{mF}{Mh}\left(1+\frac{m}{2M}\right) \tag{7.86}$$

adică pentu masele m, M date, cursa h dată, forţa de accelerare F dată, constanta resortului C trebuie să nu depăşească o valoare bine determinată pentru ca să nu se producă o separare a contactelor, deci o vibraţie. Pentru un resort cu constantă C dată este necesară o forţă F minimă în scopul eliminării vibraţiei. O masă M a contactului mobil mai mică contribuie la eliminarea vibraţiei.

În ipotezele care au condus la stabilirea relaţiei (7.86) nu s-a ţinut seama de existenţa frecării, care contribuie la amortizarea oscilaţiilor. Pe de altă parte, condiţia la limită (egalitate) din expresia (7.86) asigură o forţă de presiune nulă între contacte şi deci o rezistenţă electrică sporită. Ca urmare apare, în acest caz, o încălzire excesivă a contactului. Din această cauză constanta C a resortului la care apare vibraţia diferă cu 20% — 50% faţă de săgeata limită calculată fără considerarea frecării.

7.7. PROBLEME

1. Să se calculeze:
— aria de contact;
— numărul punctelor de contact;
— densitatea de curent în punctele de contact;
— rezistenţa de contact,
pentru un contact cu piese din cupru argintat, astfel încît căderea de tensiune pe contact să fie de 10 mV, iar forţa de apăsare să fie de 10, 100, 1 000, 10 000 N.

2. Să se calculeze încălzirea unui contact electric cu piese de argint pentru căderea de tensiune pe contact de 10, 20, 40 mV. Se vor compara rezultatele obținute cu relația Wiedeman-Franz-Lorenz cu cele obținute direct prin considerarea unei valori medii pentru produsul $\overline{\lambda\rho}$.

3. Să se calculeze și să se reprezinte grafic cîmpul de temperatură al căii de curent din figura 7.15, cînd această cale de curent este străbătută de un curent de intensitate efectivă de 200 A. Calea de curent este realizată din cupru electrolitic cu dimensiunile 20×5 mm^2, iar căderile de tensiune în contacte sînt $U_1=10$ mV, $U_2=30$ mV, $U_3=35$ mV, $U_4=12$ mV.

4. Să se calculeze încălzirea în regim tranzitoriu, pînă la 0,02 s, a unui contact realizat cu piese de argint cu aria secțiunii de trecere a curentului $A=3{,}14\cdot10^{-5}$ m^2 și cu rezistența de 6.10^{-5} Ω. Calculele se vor executa pentru:

— curent continuu cu intensitatea $I=10$ kA;

— curent alternativ simetric $I=10$ kA$_{ef}$;

— curent alternativ cu asimetrie maximă teoretică și valoare stabilizată $I=10$ kA$_{ef}$.

La utilizarea integralei Duhamel în vederea integrării grafice se va observa că încălzirea este proporțională cu pătratul intensității curentului.

5. Să se calculeze forța de apăsare necesară unui contact punctiform realizat din piese de cupru ($H=88\,700$ N/cm^2) pentru a realiza o încălzire de 12 grd. Temperatura mediului ambiant este de 35°C.

6. Să se calculeze forța de respingere la care este supus un element de contact în următoarele condiții:

— un element de contact este tronconic cu baza mare de diametrul de 20 mm, iar baza mică, cea de contact, cu diametrul de 2 mm. Celălalt element de contact este constituit dintr-un cilindru plin cu diametrul de 20 mm.

— contactul este străbătut de curenții de intensitate de 1; 5; 10; 15 kA, valori de vîrf.

7. Să se calculeze constanta resortului unui contact astfel încît acesta să nu vibreze pentru următoarele date:

$$\frac{m}{M}=\frac{1}{5};\ \frac{1}{10};\ \frac{1}{100};$$

$$F=500\ \text{N};$$

$$h=5\ \text{cm}.$$

7.8. ANEXE

ANEXA 7.8.1

Demonstrația relației (7.56, *b*)

Ținînd seamă de dependența rezistivității cu încălzirea, condiția (7.51) aplicată în domeniul imagine, împreună cu ecuația (7.53), conduce la

$$A_2 = \frac{1}{p\sqrt{p}} \frac{R_p I^2 k}{2\lambda A} + \frac{\theta}{\sqrt{p}} \frac{R_p \alpha_R I^2 k}{3\lambda A} ,$$

iar soluția în domeniul imagine din relația (7.50) se transformă în

$$\Theta = \left(\frac{1}{p\sqrt{p}} \frac{R_p I^2 k}{2\lambda A} + \frac{\theta}{\sqrt{p}} \cdot \frac{R_p \alpha_R I^2 k}{3\lambda A} \right) e^{-\frac{\sqrt{p}}{k} x} .$$

Pentru $x=0$ rezultă

$$\Theta_{x=0} = \frac{R_p I^2 k}{2\lambda A} \frac{1}{p\left(\sqrt{p} - \frac{R_p \alpha_R I^2 k}{3\lambda A}\right)} \tag{7.87}$$

sau cu notațiile din text pentru b și c se obține

$$\Theta_{x=0} = b \frac{1}{p(\sqrt{p} - c)} . \tag{7.88}$$

Se calculează

$$\mathfrak{L}^{-1} \frac{1}{p(\sqrt{p} - c)} = \mathfrak{L}^{-1} \left(\frac{1}{p} \frac{\sqrt{p} + c}{p - c^2} \right) = \underbrace{\mathfrak{L}^{-1} \frac{1}{\sqrt{p}(p - c^2)}}_{F_A(t)} + \underbrace{\mathfrak{L}^{-1} \frac{c}{p(p - c^2)}}_{F_B(t)} = F_A(t) + F_B(t) .$$

Dacă se notează

$$f_1(p) = \frac{1}{\sqrt{p}} ; \qquad f_2(p) = \frac{1}{p - c^2}$$

se poate aplica teorema înfășurării pentru a se găsi originalul produsului $f_1(p)$, $f_2(p)$ și anume din tabele se obține

$$F_1(t) = \mathfrak{L}^{-1} \frac{1}{\sqrt{p}} = \frac{1}{\sqrt{\pi t}} ;$$

$$F_2(t) = \mathfrak{L}^{-1} \frac{1}{p - c^2} = e^{c^2 t}$$

și în consecință

$$F_A(t) = \int_0^t \frac{1}{\sqrt{\pi\tau}} e^{c^2(t-\tau)} d\tau = \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{c^2 t} \int_0^t \frac{e^{c^2\tau}}{\sqrt{\tau}} d\tau ,$$

cu schimbarea de variabilă $u^2-c^2\tau$ se obține $2\,u\,du=c^2 d\tau$ și deci

$$F_A(t)=e^{c^2t}\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^{c\sqrt{t}} e^{-u^2}du=\frac{e^{c^2t}}{c}\Phi(c\sqrt{t}). \tag{7.89}$$

În continuare în tabele se găsește

$$F_B(t)=\mathcal{L}^{-1}\frac{c}{p(p-c^2)}=\frac{1}{c}(e^{c^2t}-1), \tag{7.90}$$

Funcția în domeniul original rezultă

$$\theta_{x=0}=b[F_A(t)+F_B(t)], \tag{7.91}$$

de unde prin transformări simple se ajunge la expresia (7.57).

ANEXA 7.8.2.

Analogie între cîmpul electric dintr-un mediu conductor și cîmpul electrostatic

Între relațiile care caracterizează *cîmpul electric staționar* al curenților continui într-un mediu conductor și relațiile care caracterizează *cîmpul electrostatic* într-un dielectric în care nu există sarcini de volum, există o analogie formală conform tabelei următoare:

În mediul conductor	Într-un dielectric
$\boldsymbol{E}=-\text{grad}\,V$	$\boldsymbol{E}=-\text{grad}\,V$
$U_{1,2}=\int_1^2 \boldsymbol{E}\,\boldsymbol{d_s}=V_1-V_2$	$U_{1,2}=\int_1^2 \boldsymbol{E}\,\boldsymbol{d_s}=V_1-V_2$
$\boldsymbol{J}=\sigma\,\boldsymbol{E}$	$\boldsymbol{D}=\varepsilon\,\boldsymbol{E}$
$\text{div}\;\boldsymbol{J}=0$	$\text{div}\;\boldsymbol{D}=0$
$\oint_\Sigma \boldsymbol{J}.\boldsymbol{dA}=i_\Sigma$	$\oint_\Sigma \boldsymbol{D}\,\boldsymbol{dA}=q_\Sigma$

Cîmpul electric din mediul conductor este perfect analog cu cel din mediul dielectric dacă și condițiile pentru liniile de curent (ale vectorului $\boldsymbol{J}$) sînt identice cu condițiile pentru liniile de inducție electrică (ale vectorului $\boldsymbol{D}$) la suprafața ce delimitează mediul de conductivitate σ, respectiv mediul de permitivitate ε.

Orice conductor în regim electrostatic este caracterizat prin $\boldsymbol{E}=0$ ($V=$const.) în interiorul său, deci suprafața sa este o suprafață echipotențială în cîmpul electrostatic. În consecință, liniile de cîmp electric sînt ortogonale pe suprafața conductorului în mediul dielectric.

Considerînd un conductor perfect ($\rho_1 \approx 0$ sau $\sigma_1 \approx \infty$) într-un mediu conductor de conductivitate $\sigma_2 \ll \sigma_1$, conform teoremei refracției liniilor de curent $\frac{\operatorname{tg}\alpha_1}{\operatorname{tg}\alpha_2} = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}$ rezultă că liniile de curent în mediul σ_2 sînt practic ortogonale pe suprafața conductorului perfect, care devine o suprafață echipotențială în cîmpul electric.

Analogia între cele două, cîmpul electric staționar și cîmpul electrostatic, este completă pentru aceleași forme de conductoare ce delimitează mediile în care se formează cîmpurile electrice. Această analogie între intensitățile $\boldsymbol{E}$ și potențialele V ale celor două cîmpuri se extinde și la mărimile $\boldsymbol{D}$ și $\boldsymbol{J}$, q_Σ și i_Σ, ε și σ, deci și între $C=\frac{q}{U}$ și $G=\frac{i}{U}$. Rezultă că înlocuind în expresia capacității electrice pe ε cu σ, se obține expresia conductanței electrice pentru aceeași configurație geometrică a mediului în care se produce cîmpul electric.

ANEXA 7.8.3.

Analogie între legea lui Fourier și legea lui Ohm în regim staționar

Legea lui Fourier	Legea lui Ohm
$\frac{dq}{dt}=P_t=-\lambda\frac{\Delta\theta}{\Delta x}$	$I=\frac{U}{R}$
Fluxul termic P_t	Curentul electric I
Rezistența termică $R_{t_e}=\frac{\Delta x}{\lambda A}$	Rezistența electrică $R=\rho\frac{l}{A}=\frac{l}{\sigma A}$
Diferența de temperatură $\Delta\theta$	Diferența de potențial U

8

APARATE DE COMUTAȚIE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Alegerea criteriului de clasificare după tensiunea nominală de funcționare oferă posibilitatea de împărțire a aparatelor în două mari categorii și anume *aparate de înaltă tensiune*, cu tensiunea nominală mai mare decît 1 kV și *aparate de joasă tensiune*, cu tensiunea nominală mai mică decît 1 kV. Aceasta este o clasificare cu caracter cu totul general, deoarece aparatele cu tensiunea nominală U_n mai mare decît 1 kV pot fi clasificate în următoarele categorii:

a) de medie tensiune; 1 kV$\leqslant U_n \leqslant$60 kV,

b) de înaltă tensiune; 110 kV$\leqslant U_n \leqslant$220 kV,

c) de foarte înaltă tensiune; 380 kV$\leqslant U_n \leqslant$1 000 kV.

În momentul de față cea mai mare tensiune de exploatare este de 765 kV, dar există instalații experimentale cu tensiunea nominală de 1 000 kV. În cadrul capitolului de față se vor trata categoriile reprezentative de aparate de înaltă tensiune, care sînt întreruptorul de putere, separatorul, separatorul de sarcină, siguranța fuzibilă, descărcătorul. Totodată vor fi tratate problemele comune și specifice aparatelor de înaltă tensiune, cum sînt izolația și acționarea aparatelor.

8.1. ÎNTRERUPTORUL DE PUTERE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Întreruptorul de putere de înaltă tensiune este definit ca un aparat de comutație, destinat să stabilească, să suporte și să întrerupă curenți normali de serviciu, ca și curenți anormali cum sînt curenții de suprasarcină și cei de scurtcircuit.

8.1.1. Caracteristici

După recomandările CEI, publicația 56, un întreruptor de putere de înaltă tensiune este caracterizat prin următoarele date caracteristice:

a) *Tensiunea nominală*. Aceasta reprezintă valoarea cea mai mare a tensiunii rețelei în care este destinat a funcționa întreruptorul. Tensiuni nominale,

după recomandările CEI [158], date în kV sînt : 3,6—7,2—12—17,5—24—36- 52—72, 5—100—123—145—170—245- 300—362—420—525—765.

b) Nivelul de izolație nominal. Nivelul de ținere al unui întreruptor, expus supratensiunilor atmosferice, este caracterizat printr-o tensiune de impuls și o tensiune la frecvența industrială. Principiile dimensionării izolației sînt indicate în capitolul 8.6.

c) Frecvența nominală. Valorile tensiunii nominale și curentul nominal sînt date la frecvența nominală, care, în principiu, poate fi de 50 Hz sau 60 Hz.

d) Curentul nominal în serviciu continuu. Încălzirea admisibilă în serviciu continuu este determinată de curentul nominal. Următoarele valori, date în A sînt recomandate : 400—630—800—1 250—1 600—2 000—2 500—3 150—4 000—5 000—6 300.

e) Capacitatea de rupere (deconectare) nominală în scurtcircuit.

Această noțiune reprezintă curentul de scurtcircuit cel mai mare, pe care întreruptorul trebuie să-l întrerupă, în condiții specificate privind tensiunea de restabilire și tesiunea tranzitorie de restabilire, conform recomandărilor CEI nr. 56.

Capacitatea de deconectare se determină pe oscilograma curentului de scurtcircuit întrerupt, *în momentul separării contactelor*, ca în figura 8.1, *a* și se caracterizează prin două valori :

Valoarea eficace a componentei periodice notată cu $I_r = \bar{I}_r/\sqrt{2}$ și

Mărimea componentei aperiodice, exprimată în unități relative, față de valoarea de vîrf a componentei periodice, notată cu $i_0 \cdot 100/\bar{I}_r$, deci calculată procentual.

Valoarea eficace a componentei aperiodice se alege, pentru un aparat construit, din următoarele valori, date în kA : 6, 3 ; 8 ; 10 ; 12, 5 ; 16 ; 20 ; 25 ; 31, 5 ; 40 ; 50 ; 63 ; 80 ; 100. Mărimea componentei aperiodice se prezumează, pentru un aparat construit, în funcție de timpul τ, care reprezintă durata minimă de deschidere a întreruptorului, ca în figura 8.1, *b*.

În cazul întreruptoarelor, care sînt declanșate cu ajutorul unei forme auxiliare de energie la timpul τ, se adaugă durata unei semiperioade de frecvență nominală.

Existența componentei aperiodice determină mărimea solicitării termice a căilor de curent și deci și a camerelor de stingere dar, în același timp, întîrzie momentul trecerii prin zero a curentului. Astfel valoarea instantanee a tensiunii de restabilire, la frecvența industrială, scade sub valoarea de vîrf, ceea ce ușurează condițiile de stingere.

Aprecierea capacității de rupere în scurtcircuit se poate face și în funcție de puterea de rupere, definită de expresia

$$S_r = m\ U_n I_r \tag{8.1}$$

unde : m este un factor care depinde de numărul fazelor. Pentru un circuit monofazat $m=1$; pentru un circuit trifazat $m=\sqrt{3}$;
U_n — tensiunea (compusă) nominală, la frecvența de funcționare ;
I_r — cel mai mare curent întrerupt.

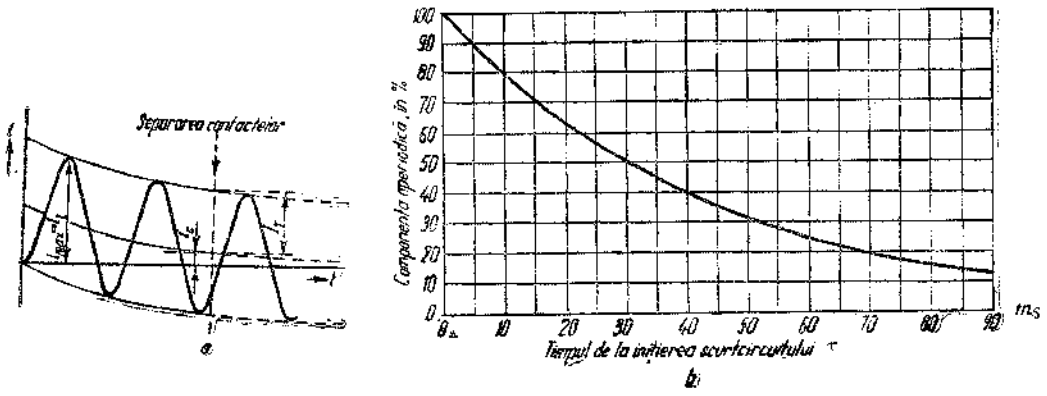


Fig. 8.1 Relativ la capacitatea de rupere:
a — Diagrama curentului de scurtcircuit; *b* — componenta aperiodică în funcție de τ

Se poate observa că expresia „putere de rupere" nu are o corespondență fizică. În adevăr, cu puțin înainte de întrerupere, există tensiunea de arc electric, iar curentul este cel de scurtcircuit; după întrerupere apare tensiunea de restabilire, iar curentul este nul.

Corelarea între tensiunea nominală a întreruptorului și tensiunea de restabilire, după recomandările CEI nr. 56, este dată în tabela 8.1 pentru rețele cu o singură frecvență de oscilație. În figura 8.2 se prezintă mărimile caracteristice din tabela 8.1, care se obțin cu ajutorul dreptelor OA și AC tangente la curba tensiunii tranzitorii de restabilire. Punctul de abscisă t_d precizează o *întîrziere inițială*. Prin el trece o dreaptă (paralelă cu dreapta OA) care nu trebuie să fie intersectată de curba tensiunii tranzitorii de restabilire.

f) Capacitatea de conectare. Această noțiune definește cel mai mare curent de scurtcircuit care poate fi conectat de întreruptor, fără ca acesta să suiere degradări sensibile. Capacitatea de conectare se consideră, ca în figura 8.1, valoarea instantanee i_{max}, care este chiar curentul de lovitură în prezența componentei aperiodice de valoare maximă. Practic $i_{max} \approx i_l = 2{,}5\, I_r$, unde I_r reprezintă capacitatea de rupere.

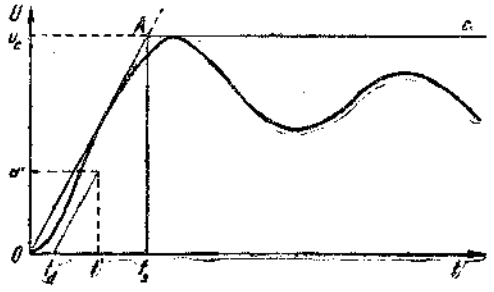


Fig. 8.2. Precizarea parametrilor tensiunii tranzitorii de restabilire după recomandările CEI, publicația 56.

TABELA 8.1

Corelarea între tensiunea nominală și tensiunea tranzitorie de restabilire cu o singură frecvență de oscilație (exemplificare).

Tensiunea nominală	Valoarea de vîrf	Timp	Întîrziere	Tensiune	Timp	Viteza de creștere
U	u_c[1]	t_3	t_d	u'[2]	t'	u_c/t_3
kV	kV	s	s	kV	s	kV/μs
3,6	6,2	40	6,0	2,06	19,4	0,154
7,2	12,4	52	7,8	4,1	25	0,238
12	20,6	60	9,0	6,9	29	0,345
17,5	30	72	10,8	10	35	0,415
24	41	88	13,2	13,8	42,5	0,47
36	62	108	16,2	20,6	52	0,57
52	89	132	6,6	29,5	51	0,68
72,5	124	168	8,4	41,5	64	0,74
100	172	216	10,8	57	83	0,79

1) $u_c = 1{,}4 \cdot 1{,}5 \cdot \sqrt{2}U/\sqrt{3}$ (8·2); $t_d = 0{,}15 t_3$ pentru U 52< kV

2) $u' = u_c/3$ (8·3); $t_d = 0{,}05 t_3$ pentru U 52> kV

g) *Secvența manevrelor nominale.* Pentru a face față cerinței de exploatare normală, secvența nominală de manevre poate avea următoarea schemă

$$D—t—ID—t'—ID$$

unde:

D este operația de deschidere;
$t = 0{,}3$ s pentru întreruptoare cu reanclanșare automată rapidă și $t = 3$ minute la întreruptoare fără reanclanșare automată rapidă:
ID este operația de închidere, urmată imediat de una de deschidere;
$t' = 3$ minute.

h) *Curentul de stabilitate termică.* Acest curent îl poate suporta aparatul, fără a suferi încălziri prestabilite, o durată de o secundă.

Caracteristicile de la *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h* se înscriu pe placa indicatoare.

8.1.2. Clasificare

Construcțiile aparatelor de înaltă tensiune sînt adaptate la condițiile de exploatare în rețelele electrice. Constructorii urmăresc să realizeze aparate simple, robuste, cu siguranță mare în exploatare, cu consumuri reduse de materiale active, sigure împotriva pericolului de explozie, destinate a funcționa atît în medii normale cît și în climate speciale. Concentrările industriale și urbane impun, în plus, o funcționare silențioasă.

Clasificarea întreruptoarelor după principiul de stingere și mediul de stingere utilizat este indicată în tabela 8.2.

Aspectul tehnico-economic al utilizării întreruptoarelor de înaltă tensiune poate fi subliniat prin următoarele exemple:

Întreruptorul cu ulei mult posedă avantajele: construcție simplă, poate fi instalat în exterior la temperaturile cele mai scăzute, are putere mare de rupere și dezavantajele: pericol de explozii și incendii, consum mare de material, masă mare, imposibilitatea de a fi montat în spații interioare; revizie greoaie în exploatare impusă de evacuarea volumului de ulei; posibilități limitate pentru RAR, din cauza maselor mari în mișcare, și a formării arcurilor electrice succesive; imposibilitatea creării unei serii unitare pe principiul modulului, uzură mare datorită pieselor grele în mișcare.

Întreruptorul cu ulei puțin posedă avantajele: construcție mai simplă decît a întreruptoarelor cu aer comprimat, consum mai mic de materiale decît la întreruptorul cu ulei mult, inclusiv ulei puțin; revizie ușoară, elementele fiind accesibile; posibilitatea dezvoltării unei serii unitare pe principiul modulului; poate fi montat atît în instalații interioare cît și exterioare, dar și dezavantajele: pericol de explozie și incediu; putere de rupere limitată, revizia frecventă a camerelor de stingere, dificultăți la introducerea RAR.

Întreruptorul cu aer comprimat posedă avantajele: siguranță în exploatare împotriva incendiilor și exploziilor, putere de rupere limită, greutate redusă, uzură redusă a camerei de stingere și deci revizii ușoare, posibilitatea dezvoltării unei serii unitare pe principiul modulului; deconectează curenți mici capacitivi. Dezavantajele: necesitatea unei stații de aer comprimat cu complexitatea aferentă; construcția relativ complicată a unor piese care necesită un grad înalt de precizie în prelucrare, cost relativ ridicat.

Întreruptorul cu hexafluorură de sulf are performanțe mai ridicate față de întreruptorul cu aer comprimat în ceea ce privește capacitatea de rupere, consumul redus de materiale. Cu toate că precizia mare de execuție, utilizarea gazului SF_6 și a unei izolații stabile în acest caz presupune folosirea unor mijloace tehnice și științifice din cele mai avansate, întreruptorul cu SF_6 se introduce în măsură crescîndă, începînd de la tensiunile mai mici (10 kV) pînă la cele mai mari (765 kV).

Întreruptorul în vid, ca aparat autonom cu o durată de viață mare este utilizat drept contactor de înaltă tensiune. Caracteristica sa, de refacere rapidă a rigidității dielectrice, după deconectarea sarcinii, îl face util la comutația sarcinilor capacitive.

Întreruptorul cu stingere în aer la presiune atmosferică și suflaj magnetic este autonom și de aceea este folosit pînă la tensiune maximă (24 kV) pe care o poate oferi acest tip constructiv.

8.1.3. **Comportarea în exploatare**

Întreruptoarele de înaltă tensiune sînt destinate a deconecta sarcini în condiții variate de exploatare, condiții care determină solicitările termice și dielectrice ale întreruptorului. În cele ce urmează se vor determina aceste solicitări.

TABELA 8.2

Clasificarea întreruptoarelor de înaltă tensiune

Nr. crt.	Mediul de stingere	Principiul de stingere	Camera de stingere	Tipul constructiv	Tensiunea nominală U_n kV	Putere de rupere S_r MVA
1	ulei	gazele generate de descompunerea uleiului răcesc arcul	fără camere de stingere	cu ulei mult în cuvă metalică	10	50
2	ulei	jet de ulei+expandare	camere de stingere în cuvă	cu ulei mult	35—330	1000—25 000
3	ulei	cu expandare și jet de ulei	camere de stingere	cu ulei puțin	10—765	300—20 000
4	apă + glicol	expandare și jet de gaze	camere de stingere	cu apă	10—15	1 500
5	solid gazogen	jet de gaze	camere de stingere	autoformare de gaze	10	300
6	aer	deionizare cu pereți reci	camere cu suflaj magnetic	uscat (solenare, magnetor)	17,5 24	150— 250 500— 1 000
7	aer	jet de aer longitudinal, transversal, radial	camere de stingere sub presiune	cu aer comprimat 10—15 at	10—765 15	300—45 000 4 000
8	hexafluorură de sulf SF_6	jet de gaz SF_6	camere de stingere	rezervor etanș cu autocompresie sau compresor 3—15 at	10 765	1 000 60 000
9	vid	difuzia vaporilor metalici	fără	vid în jur de 10^{-4} mm Hg	6—15 220	1000 MVA 100 MVA

8.1.3.1. **Deconectarea unei sarcini inductive trifazate.** În exploatare acesta este cazul deconectării unui scurtcircuit trifazat. Calculul curenților de scurtcircuit, care determină solicitarea termică a aparatului, se face cu relațiile de la capitolul 2.1.4. În completare, se precizează că regimul de scurtcircuit este, în mod practic, un regim inductiv deoarece impedanța sarcinii utile este scurtcircuitată iar pentru impedanța rețelei $\omega L >> R$. Mai trebuie precizat că, deși elementele de contact (fix și mobil) se separă sincron la cei trei poli, în-

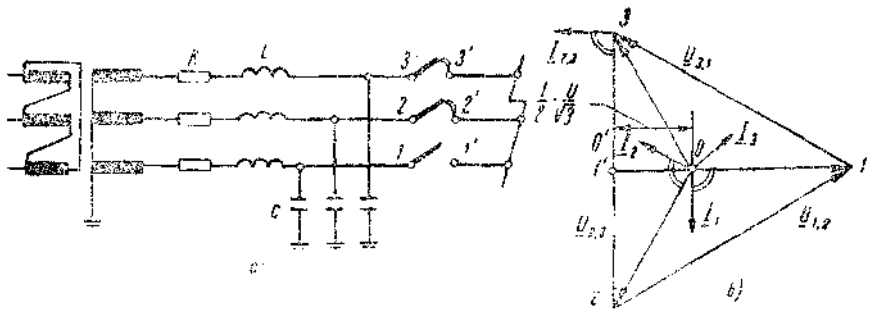


Fig. 8.3. Deconectarea unui scurtcircuit trifazat.

treruperea electrică nu este sincronă. Anume polul, prin care curentul trece primul prin valoarea zero, va întrerupe primul.

Spre exemplificare în figura 8.3, *a* se indică schema de principiu a unei rețele care a suferit un scurtcircuit trifazat, fără punere la pământ, ce urmează a fi deconectat de întreruptor.

Înainte de deconectare, scurtcircuitul determină o sarcină simetrică, impedanța pe fază fiind supusă tensiunii simple $U/\sqrt{3}$; potențialul punctului de scurtcircuit este potențialul punctului neutru *0*. Prin deconectarea întreruptorului de pe faza *1*, în care curentul trece primul prin valoarea zero, scurtcircuitul trifazat se transformă într-un scurtcircuit bipolar, iar potențialul punctului de scurtcircuit se modifică, fiind definit de punctul median *0'* între fazele *2* și *3* ca în figura 8.3, *b*. De aici rezultă că tensiunea între bornele *1* și *1'* ale întreruptorului, după deconectarea fazei *1* și în prezența scurtcircuitului bipolar este

$$U_{1,1'} = \left(1+\frac{1}{2}\right)\frac{U}{\sqrt{3}} = \\ =0{,}86\ U=1{,}5U_{\lambda}. \qquad (8.4)$$

Deci tensiunea oscilantă de restabilire nu urmărește tensiunea simplă U_{λ} sau tensiunea compusă U a rețelei, ci tensiunea $1{,}5\ U_{\lambda}$.

În figura 8.4 se indică oscilogramele tip ale deconectării scurtcircuitului tri-

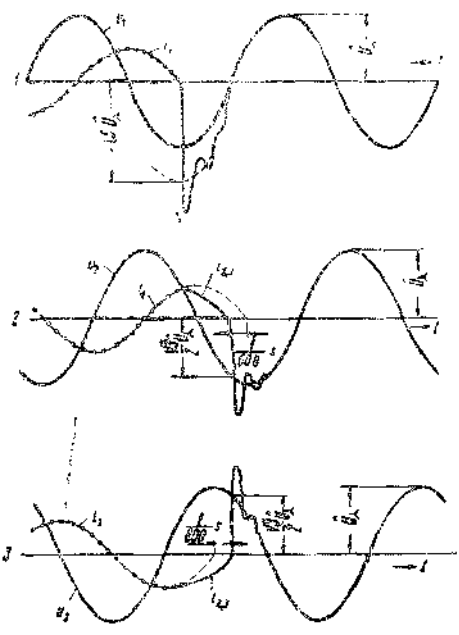


Fig. 8.4. Oscilograme tip la deconectare.

fazat. Se constată că polul întreruptorului, care a deconectat primul, suferă cea mai mare solicitare dielectrică, și anume 1,5 U_λ.

Curentul de scurtcircuit trifazat (înainte de deconectarea polului *1*) are valoarea

$$I_1 = \frac{U}{\sqrt{3}\,Z}, \tag{8.5}$$

unde Z este impedanța pe fază a rețelei și este decalat înapoi cu $\frac{\pi}{2}$ față de tensiunea simplă $U_{1\lambda}$. După deconectarea polului *1*, curentul care trece prin polii *2* și *3* este

$$I_{2,3} = \frac{U}{2Z} \tag{8.6}$$

și este decalat înapoi cu $\pi/2$ față de tensiunea compusă $U_{2,3}$.

Din diagrama *b* a figurii 8.3 rezultă că $I_{2,3}$ este decalat înapoi cu $\pi/2$ și față de curentul I_1. Stingerea arcului electric pe fazele *2* și *3* ale întreruptorului urmează la trecerea prin zero a curentului $I_{2,3}$, deci după unghiul electric $\pi/2$ de la stingerea arcului în polul *1*. În acest moment, tensiunea care revine unui pol al întreruptorului este $(\sqrt{3}/2)\hat{U}_\lambda$. Se constată astfel că durata curentului în polul *2* este scurtată cu 1/600 s, iar durata curentului în polul *3* este lungită cu 1/600 s. De aici rezultă că solicitarea termică a polului *3* este mai mare, iar solicitările dielectrice ale polilor *2* și *3* sînt mai reduse decît ale polului *1*. Observațiile expuse sînt valabile mai ales pentru întreruptoarele cu aer comprimat ultrarapide, deoarece la întreruptoarele cu ulei durata arcului este de mai multe semiperioade, iar scurtarea sau lungirea duratei arcului electric cu 1/600 s nu mai sînt semnificative.

Tratarea generalizată a procesului de deconectare în vederea stabilirii solicitării dielectrice a întreruptorului la frecvența industrială se poate face cu ajutorul metodei componentelor simetrice.

Tensiunea de restabilire $\underline{U}_1$ pentru polul care întrerupe primul se determină cu ajutorul schemei din figura 8.5, *a*, unde $\underline{E}_1$, $\underline{E}_2$, $\underline{E}_3$ sînt tensiunile electromotoare pe cele trei faze. După întreruperea curentului în polul *1*, tensiunea de restabilire $\underline{U}_1$ se determină prin aplicarea teoremei a doua a lui Kirchhoff

$$\underline{E}_1 = \underline{U}_1 + \underline{U}_n \tag{8.7}$$

unde tensiunea la bornele impedanței $\underline{Z}_n$ este $\underline{U}_n = \underline{Z}_n \underline{I}_n$, cu expresia curentului $\underline{I}_n$ din relația (3.25), adică

$$\underline{U}_n = -3\underline{E}_1 \frac{\underline{Z}_i \underline{Z}_n}{\underline{Z}_0\underline{Z}_d + \underline{Z}_0\underline{Z}_i + \underline{Z}_i\underline{Z}_d}. \tag{8.8}$$

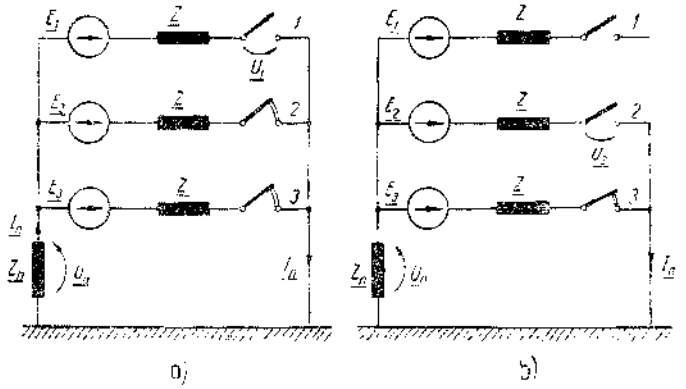


Fig. 8.5. Relativ la tensiunea de restabilire la frecvența rețelei.

Astfel rezultă expresia tensiunii de restabilire la frecvența industrială pentru polul care întrerupe primul

$$\underline{U}_1=\underline{E}_1\left(1+\frac{3\,\underline{Z}_i\underline{Z}_n}{\underline{Z}_0\underline{Z}_a+\underline{Z}_0\underline{Z}_i+\underline{Z}_i\underline{Z}_a}\right). \tag{8.9}$$

Se prezintă următoarele cazuri particulare:

a) Pentru scurtcircuite îndepărtate, ținînd seama că transformatoarele și liniile electrice sînt elemente statice, rezultă că $\underline{Z}_h=\underline{Z}_a=\underline{Z}_i=\underline{Z}$. Cu $\underline{Z}_0=\underline{Z}_h+3\underline{Z}_n$ rezultă tensiunea de restabilire

$$\underline{U}_1=\underline{E}_1\frac{3}{2}\frac{\frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}}}{\frac{1}{2}+\frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}}}. \tag{8.10}$$

b) Dacă cumulat cu situația *a* neutrul este izolat adică

$$Z_n=\infty\,;\quad Z_0=\infty\,;\quad Z/Z_0=0 \text{ se obține}$$

$$\underline{U}_1=\underline{E}_1\frac{3}{2} \tag{8.11}$$

adică tocmai situația prezentată de relația (8.4).

c) Dacă cumulat cu situația *b* impedanța de nul $\underline{Z}_n$ este nulă, adică $\underline{Z}_n=0$; $\underline{Z}_0/\underline{Z}=1$ se obține

$$\underline{U}_1=\underline{E}_1 \tag{8.12}$$

adică tensiunea electromotoare pe fază.

Tensiunea de restabilire pentru polul care întrerupe al doilea. Pentru această situație este valabilă schema din figura 8.5, *b*. Tensiunea de restabilire la frecvență industrială $\underline{U}_2$ se obține prin scrierea teoremei a doua a lui Kirchhoff

$$\underline{E}_2=\underline{U}_2+\underline{U}_n \tag{8.13}$$

unde $\underline{U}_n=\underline{Z}_n\underline{I}_n$. Se observă că $\underline{I}_n=\underline{I}_3$, cu expresia lui I_3 din relația (2.39). Se obține astfel

$$\underline{U}_n=\frac{3\,\underline{E}_3\underline{Z}_n}{\underline{Z}_0+\underline{Z}_d+\underline{Z}_i} \tag{8.14}$$

iar tensiunea de restabilire rezultă

$$\underline{U}_2=\underline{E}_2\left(1-a^2\frac{3\,\underline{Z}_n}{\underline{Z}_0+\underline{Z}_d+\underline{Z}_i}\right). \tag{8.15}$$

Se prezintă următoarele cazuri particulare:
a) Pentru scurtcircuite îndepărtate, ținînd seama că liniile electrice și transformatoarele sînt elemente statice, rezultă că $\underline{Z}_h=\underline{Z}_d=\underline{Z}_i=\underline{Z}$. Cu $\underline{Z}_0=\underline{Z}_h+3\underline{Z}_n$ se obține tensiunea de restabilire

$$\underline{U}_2=\underline{E}_2\sqrt{3}\,\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}+j\frac{1}{2}+\left(\frac{\sqrt{3}}{2}-j\frac{1}{2}\right)\frac{\underline{Z}}{\underline{Z}_0}}{1+\frac{2\,\underline{Z}}{\underline{Z}_0}} \tag{8.16}$$

b) Dacă cumulat cu situația *a* neutrul este izolat, adică

$$Z_n=\infty\,;\quad Z_0=\infty\,;\quad \underline{Z}/\underline{Z}_0=0 \text{ se obține}$$

$$\underline{U}_2=\underline{E}_2\sqrt{3}\,e^{j\frac{\pi}{6}}=-\underline{E}_2-\underline{E}_3\,. \tag{8.17}$$

În acest caz, curentul nu se poate întrerupe numai pe un pol, ci în ambii poli simultan iar tensiunea de restabilire care revine unui pol este $E_{23}/2$ adică jumătate din tensiunea compusă.
c) Dacă cumulat cu situația *a* neutrul este legat direct la pămînt adică $Z_n=0$ rezultă $Z_0=Z$, $\underline{Z}/\underline{Z}_0=1$. În aceste condiții din relația 8.16 se obține

$$\underline{U}_2=\underline{E}_2 \tag{8.18}$$

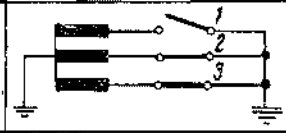
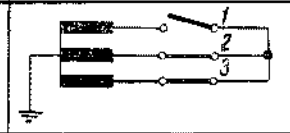
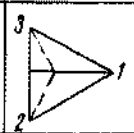
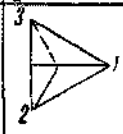
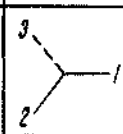
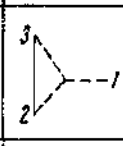
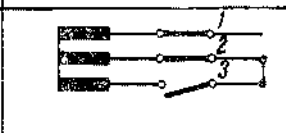
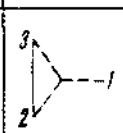
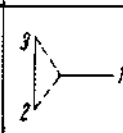
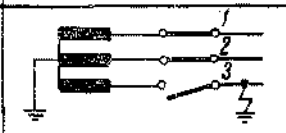
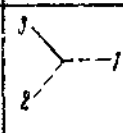
adică tensiunea electromotoare pe fază.

Tensiunea de restabilire la frecvența industrială în cazul defectelor simple. Principalele situații care pot interveni în exploatare sînt indicate în tabela 8.3, unde se precizează dacă neutrul este legat la pămînt sau nu. Legarea la pămînt a neutrului în instalațiile de înaltă tensiune este condiționată de construcția transformatoarelor cu izolație degresivă și de predeterminarea curenților de scurtcircuit.

Rezultatele din tabela 8.3 sînt generale și aproximative. Pentru a calcula mai exact tensiunea de restabilire la frecvența industrială este necesar să se țină

TABELA 8.3

Tensiuni de restabilire la frecvența industrială

Nr	Schema	Defectul	Neutrul	Tensiunea de restabilire
1		Scurtcircuit tripolar la pământ	la pământ	$\frac{U}{\sqrt{3}}$ polii 1, 2, 3
2		Scurtcircuit tripolar izolat	la pământ	 $1{,}5\frac{U}{\sqrt{3}}$ polul 1 0,5 U polii 2 și 3
3		Scurtcircuit tripolar izolat	izolat	 $1{,}5\frac{U}{\sqrt{3}}$ polul 1 0,5 U - polii 2 și 3
4		Scurtcircuit bipolar la pamint	la pământ	 $\frac{U}{\sqrt{3}}$ polii 2 și 3 0 polul 1
5		Scurtcircuit bipolar izolat	la pământ	 $\frac{U}{2}$ dacă polul 2, 3 sînt sincronizați U dacă polii 2, 3 nu sînt sincronizați
6		Scurtcircuit bipolar izolat	izolat	 $\frac{U}{2}$ dacă polii 2, 3 sînt sincronizați U dacă polii 2, 3 nu sînt sincronizați
7		Scurtcircuit bipolar, la pământ de o parte și de alta a intr.	izolat	 U polul 2 0 polii 1 și 3
8		Scurtcircuit monopolar	la pământ	 $\frac{U}{\sqrt{3}}$ polul 3 0 polii 1, 2
9		Nu este scurtcircuit Se întrerupe un curent capacitiv	izolat	

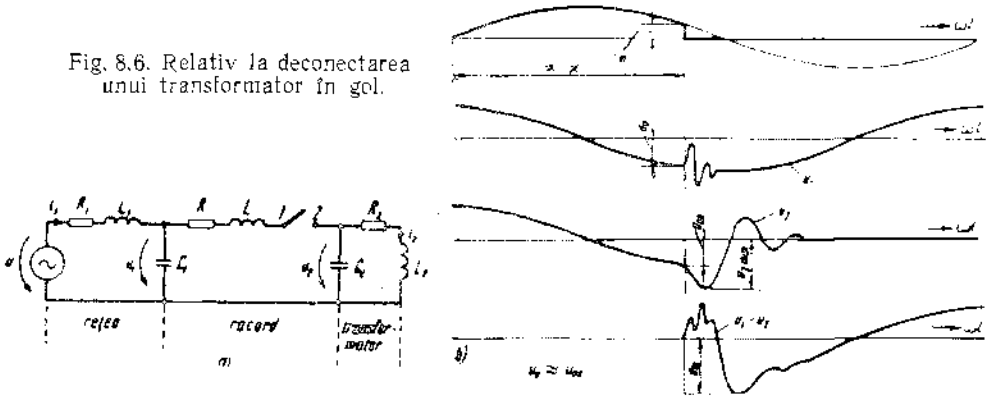


Fig. 8.6. Relativ la deconectarea unui transformator în gol.

seama de schema completă în care să se includă parametrii sursei, liniilor, transformatoarelor.

8.1.3.2. **Deconectarea sarcinilor mici inductive.** Acesta este cazul tipic al deconectării transformatoarelor în gol, cînd curentul de magnetizare al transformatorului este relativ mic în raport cu curentul nominal al aparatului, iar arcul electric în întreruptor este instabil. Ca urmare întreruperea curentului poate apare înainte de trecerea lui prin zero. Asemenea întrerupere se numește cu s m u l g e r e d e c u r e n t și are drept efect apariția unei supratensiuni între bornele întreruptorului.

În figura 8.6, *a* se indică schema de principiu a întreruperii unui transformator în gol. Transformatorul este reprezentat prin circuitul format din R_2, L_2, C_2, rețeaua prin sursa de tensiune u și circuitul format din R_1, L_1, C_1, iar racordul între rețea și transformator prin linia de rezistență R și inductivitatea L. În principiu, se cere să se calculeze tensiunea între bornele *1* și *2* ale întreruptorului. În acest scop se vor calcula separat tensiunile de restabilire u_2 și u_1, față de pămînt.

Tensiunea bornei 2 față de pămînt. Notînd cu u_{02} valoarea instantanee a tensiunii de frecvență industrială, în momentul întreruperii curentului și cu i_m valoarea instantanee a curentului smuls, după deconectarea transformatorului se poate scrie

$$u_{02} - \frac{1}{C_2}\int_0^t i_2 \mathrm{d}t = R_2 i_2 + L_2 \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = u_2 \tag{8.19}$$

Prin aplicarea transformării Laplace rezultă

$$\frac{u_{02}}{p} - \frac{1}{pC_2}\,\mathfrak{L}i_2 = R_2\,\mathfrak{L}i_2 + pL_2\,\mathfrak{L}i_2 - L_2 i_m$$

cu funcția imagine

$$\mathfrak{L}i_2 = \frac{u_{02}}{L_2}\,\frac{1}{p^2 + \frac{R_2}{L_2}\,p + \frac{1}{C_2 L_2}} + \frac{1}{L_2}\,\frac{L_2 p i_m}{p^2 + \frac{R_2}{L_2}\,p + \frac{1}{C_2 L_2}}$$

și funcția original

$$i_2=\frac{u_{02}}{L_2}\frac{e^{-\delta_2 t}}{\omega_{e2}}\sin\omega_{e2}t+i_m\left(\cos\omega_{e2}t-\frac{\delta_2}{\omega_{e2}}\sin\omega_{e2}t\right)e^{-\delta_2 t}$$

cu notațiile

$$\omega_{e2}=\sqrt{\omega_{02}^2-\delta_2^2};\quad \delta_2=\frac{R_2}{2L_2};\quad \omega_{02}^2=\frac{1}{L_2C_2}$$

sau

$$i_2=(A\sin\omega_{e2}t+i_m\cos\omega_{e2}t)\,e^{-\delta_2 t} \tag{8.20}$$

cu notația

$$A=\frac{u_{02}}{L_2\omega_{e2}}-\frac{\delta_2 i_m}{\omega_{e2}}. \tag{8.21}$$

Expresia (8.20) indică un curent oscilant amortizat, cu valoare inițială $i_2=i_m$. Tensiunea bornei *2* față de pămînt se obține din relațiile (8.19) și (8.20) adică

$$u_2=(R_2A\sin\omega_{e2}t+R_2i_m\cos\omega_{e2}t)\,e^{-\delta_2 t}+(L_2A\omega_{e2}\cos\omega_{e2}t-$$
$$-L_2\omega_{e2}i_m\sin\omega_{e2}t)\,e^{-\delta_2 t}-\delta_2\,e^{-\delta_2 t}(L_2A\sin\omega_{e2}t+L_2i_m\cos\omega_{e2}t)$$

sau

$$U_2=e^{-\delta_2 t}(L_2A\omega_{e2}-L_2i_m\delta_2+R_2i_m)\cos\omega_{e2}t+$$
$$+(R_2A-L_2i_m\omega_{e2}-\delta_2L_2A)\sin\omega_{e2}t. \tag{8.22}$$

Expresia (8.22) indică o tensiune oscilantă amortizată, a cărei valoare teoretică maximă se obține în cazul cînd amortizarea este nulă, adică dacă $R_2=0$; $\delta_2=0$. Atunci

$$u_2=u_{02}\cos\omega_{e2}t-L_2i_m\omega_{e2}\sin\omega_{e2}t. \tag{8.23}$$

Această funcție are maximum pentru

$$\frac{du_2}{dt}=-u_{02}\omega_{e2}\sin\omega_{e2}t-L_2i_m\omega_{e2}^2\cos\omega_{e2}t=0$$

sau

$$\operatorname{cotg}\omega_{e2}t=-\frac{u_{02}}{L_2i_m\omega_{e2}},$$

expresie, care introdusă în relația (8.23), conduce la

$$\hat{u}_2=\sqrt{u_{02}^2+\frac{L_2}{C_2}i_m^2}. \tag{8.24}$$

Expresia (8.24) se poate obține direct din bilanțul energetic, ținînd seama că suma energiilor acumulate în inductivitatea L_2 și capacitatea C_2, în momentul deconectării, echivalează energia acumulată în condensatorul C_2, după deconectare, la valoarea maximă a tensiunii, adică

$$\frac{1}{2} L_2 i_m^2 + \frac{1}{2} C_2 u_{02}^2 = \frac{1}{2} C_2 U_2^2 .$$

Tensiunea bornei 1 față de pământ. Dacă se face abstracție de căderea de tensiune în racordul dintre rețea și transformator, racord reprezentat în figura 8.6, *a* prin rezistența R și inductivitatea L, se poate admite că în momentul întreruperii, tensiunea la bornele capacității C_1 este u_{02}. Se mai notează pentru momentul întreruperii :

u_0 — valoarea instantanee a tensiunii sursei ;

i_{01} — valoarea instantanee a curentului în rezistența R_1.

Pentru simplificarea calculelor, fără a influența sensibil rezultatele, se poate considera că u_0 rămîne constant pe durată scurtă, ceea ce se poate admite dacă se observă că frecvența proprie a rețelei este un multiplu (20 — 50) al frecvenței rețelei. În aceste condiții se poate scrie

$$u_0 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + u_1 , \tag{8.25}$$

$$u_1 = u_{02} + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 \, dt . \tag{8.26}$$

Prin rezolvarea relațiilor (8.25) și (8.26) se obține

$$i_1 = (A_1 \sin \omega_{e1} t + i_{01} \cos \omega_{e1}) \, e^{-\delta_1 t}$$

și tensiunea la bornele condensatorului C_1 este

$$u_1 = u_0 - R_1 i_1 - L_1 \frac{di_1}{dt} ;$$

$$u_1 = u_0 - e^{-\delta_1 t} (L_1 A_1 \omega_{e1} - R_1 i_{01} - L_1 \delta_1 i_{01}) \cos \omega_{e1} t + \\ + (R_1 A_1 - L_1 i_{01} \omega_{e1} - L_1 \delta_1 A_1) \sin \omega_{e1} t \tag{8.27}$$

cu notațiile

$$A_1 = \frac{u_0 - u_{02}}{\omega_{e1} L_1} - \frac{\delta_1 i_{01}}{\omega_{e1}} ;$$

$$\omega_{01}^2 = \frac{1}{L_1 C_1} ; \quad \omega_{e1} = \sqrt{\omega_{01}^2 - \delta_1^2} ; \quad \delta_1 = \frac{1}{2} \frac{R_1}{L_1} .$$

În figura 8.6,*b*, s-au reprezentat calitativ tensiunile u_1, u_2 și $u_1 - u_2$ la bornele întreruptorului în ipoteza întreruperii la valoarea i_m a curentului de magnetizare. Din examinarea curbelor rezultă :

a. Transformatorul suferă o supratensiune de valoare $u_{2max}=\hat{u}_2$ indicată de relația (8.24).

b. În mod teoretic rezultă, corespunzător, valori mari de supratensiuni la bornele întreruptorului și în orice caz o tensiune de restabilire u_1-u_2 cu viteză mare. Din această cauză în întreruptor se reamorsează arcul electric, întrucît viteza de restabilire a tensiunii (u_1-u_2) este mare față de viteza de creștere a tensiunii de ținere între contactele întreruptorului. Așa cum se arată în figura 8.7 în întreruptor au loc reamorsări, care în fond sînt descărcări oscilante de frecvență

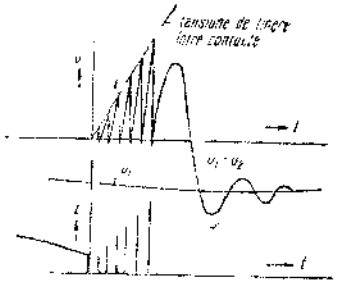


Fig. 8.7. Reamorsarea arcului electric.

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} \tag{8.28}$$

Această frecvență f_0 este determinată de inductivitatea L a liniei de racord și de o capacitate echivalentă rezultată din conectarea în serie a capacităților C_1 și C_2. Ținînd seama că lungimea racordului între rețea și transformator este relativ scurtă (cîțiva metri) este de așteptat ca frecvența f_0 să fie de ordinul (0,5 — 1) MHz. Amorsările succesive ale arcului electric încetează după ce tensiunea de ținere în camera de stingere a întreruptorului depășește valoarea tensiunii de restabilire.

— Sistemul R_2, C_2, L_2 al transformatorului oscilează cu frecvența proprie f_2, de ordinul 200—2 000 Hz. Capacitatea C_2 este 1/3 din capacitatea totală a transformatorului față de pămînt.

— Sistemul R_1, C_1, L_1 de partea rețelei oscilează cu frecvența f_1, de ordinul 2 000 — 5 000 Hz.

— La stabilirea frecvenței f_0 trebuie să se considere capacitatea de intrare (impuls) a transformatorului, întrucît frecvența este foarte ridicată, iar în repartiția cîmpului electric în transformator, un rol hotărîtor îl joacă rețeaua de capacități.

Calculul supratensiunii de comutație. La deconectarea transformatorului în gol factorul de supratensiune este definit ca raportul între valoarea de vîrf $\hat{u}_2$ a tensiunii bornei 2 și valoarea de vîrf $\sqrt{2}\,U/\sqrt{3}$ a tensiunii sursei, adică

$$k_s=\frac{\hat{u}_2}{\sqrt{2}U/\sqrt{3}}. \tag{8.29}$$

Acest factor se calculează plecînd de la expresia (8.24) corectată sub forma

$$\hat{u}_2=\sqrt{u_{02}^2+\eta_{tm}\frac{L_2}{C_2}i_m^2} \tag{8.30}$$

unde, în acord cu figura 8.6, s-a notat

$$i_m = \frac{\sqrt{2}\,U}{\sqrt{3}} \frac{1}{L_2\omega} \sin\alpha\,;$$

$$u_{02} = \frac{\sqrt{2}\,U}{\sqrt{3}} \cos\alpha\,;$$

$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}$, frecvențe proprii de oscilație a transformatorului;

f = frecvența industrială a rețelei;

$\eta_m = \frac{W_{m2} - W_{ph}}{W_{m2}}$, eficiența restituirii energiei magnetice. Pentru transformatoare cu tolă laminată la rece $\eta_m = 0{,}3—0{,}5$.

$W_{m2} = \frac{1}{2} L_2 i_m^2$, energia magnetică acumulată în inductivitatea L_2.

W_{ph} — energia corespunzătoare pierderilor prin histerezis, în miezul magnetic al transformatorului.

α — unghiul de smulgere.

Se obține astfel

$$k_s = \sqrt{\cos^2\alpha + \eta_m \left(\frac{f_2}{f}\right)^2 \sin^2\alpha}\,. \tag{8.31}$$

Factorul de supratensiune are valoarea maximă pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$, adică

$$k_{smax} = \sqrt{\eta_m}\,\frac{f_2}{f}\,. \tag{8.32}$$

Procesul studiat pînă în prezent este valabil la o deconectare monofazată. La deconectarea trifazată, cu neutrul izolat factorul de supratensiune are valoarea teoretică $k_{s3} = 1{,}5\ k_s$, corespunzătoare deconectării polului prin care curentul trece primul prin valoarea zero. În mod practic, din cauza amortizărilor, $k_{s3} \approx 1{,}2\ k_s$. În instalațiile în care neutrul este legat la pămînt $k_{s3} = k_{s1}$.

Exemplu de calcul. Se cere să se determine supratensiunea de comutație într-o rețea trifazată în care frecvența proprie a transformatorului este 750 Hz.

$$k_{s3} = 1{,}2\ \ k_{smax} = 1{,}2\sqrt{\eta_m}\,\frac{f_2}{f} = 1{,}2\sqrt{0{,}3}\,\frac{750}{50} = 8{,}53\,.$$

8.1.3.3. **Deconectarea circuitelor care alimentează motoare de înaltă tensiune.** Deconectarea de la rețea a motorului asincron, în gol sau cu o sarcină redusă față de sarcina sa nominală, ridică probleme specifice întreruperii curenților mici inductivi. După caz va trebui să se țină seama de existența

tensiunii electromotoare induse în statorul maşinii, ca urmare a faptului că în rotor curentul nu poate lua brusc valoarea zero. Sînt mai multe cazuri de considerat :

Motorul în repaus, rotorul calat. Dacă motorul este calat, deci alunecarea este 1, motorul se comportă ca o inductivitate. Ca urmare pot apărea supratensiuni, cu observarea că valoarea acestora poate să fie redusă datorită faptului că în fond se întrerupe un curent de scurtcircuit, deci un curent relativ mare.

Motorul în repaus cu circuitul secundar deschis. Această situaţie poate interveni la motorul asincron cu inele. În acest caz, motorul se comportă ca o inductivitate, iar supratensiunile pot să apară. De aceea nu este indicat a se deconecta un motor asincron, cu reostatul scos din circuitul secundar.

Motorul în funcţiune la sarcină normală. Deconectarea motorului în funcţiune este uşurată de conservarea fluxului principal Φ_h în maşină, în momentul deconectării, flux care apoi se amortizează, după constanta de timp a circuitului secundar. După deconectare, fluxul principal este

$$\Phi = \Phi_h \, e^{-\delta t} \cos \omega t, \tag{8.33}$$

unde

$$\delta = \frac{R_2}{L_{2\sigma} + L_h}.$$

Fluxul Φ induce în înfăşurarea primară tensiunea

$$u_p = \Phi_h \, e^{-\delta t} (\omega \sin \omega t + \delta \cos \omega t). \tag{8.34}$$

Astfel după întreruperea circuitului la bornele motorului continuă să existe o tensiune alternativă, practic în fază cu tensiunea reţelei. Acest fenomen se poate mai bine scoate în evidenţă cu ajutorul figurii 8.8 unde s-a reprezentat circuitul echivalent al motorului asincron, cu aproximaţia egalităţii între curenţii de mers în gol şi de magnetizare ($I_0 \approx I_\mu$), precum şi diagrama fazorială a curenţilor şi tensiunilor. Dacă se admite că stingerea arcului are loc la trecerea prin valoarea zero a curentului I_1 din stator, valoarea celorlalte mărimi

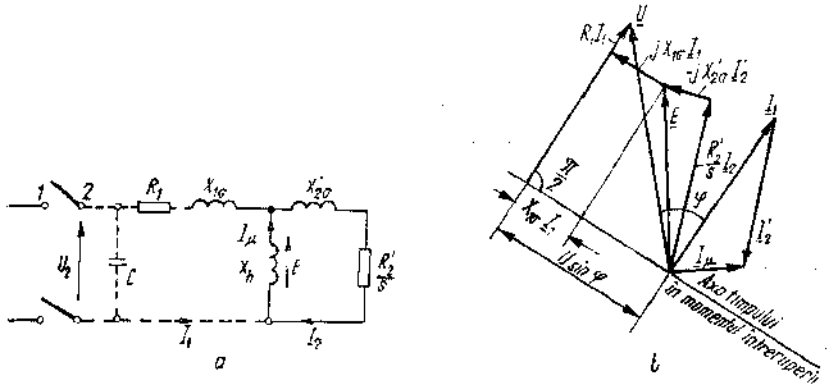


Fig. 8.8. Schema echivalentă a motorului asincron *a* şi diagrama fazorială *b*.

se obține prin proiectarea lor pe axa timpului perpendicular pe direcția curentului I_1. Se constată astfel că la bornele motorului nu apare tensiunea $U \sin \varphi$, ci tensiunea pe fază

$$u_2 = U \sin \varphi - \hat{I}_1 X_{1\sigma} . \tag{8.35}$$

Acest proces determină solicitarea la care este supus întreruptorul. În adevăr, între contactele întreruptorului pe o fază apare, imediat după deconectare, tensiunea de restabilire

$$u_r = -\hat{I}_1 X_{1\sigma} , \tag{8.36}$$

care este de ordinul 0,2 din valoarea de vîrf a tensiunii rețelei. Mai trebuie menționat că întreruperea este simultană pe celelalte două faze după aproximativ 90° electrice. Procesul întreruperii în detaliu decurge conform figurii 8.4 cu observația că decalajul curentului față de tensiune poate fi mai mic de $\pi/2$, caz considerat în figura 8.4 [142].

Oscilații la deconectare cu smulgere de curent. La cazul descris anterior nu s-a ținut seama de smulgerea curentului și nici de existența capacității C față de masă a înfășurării motorului. Dacă întreruperea se execută cu smulgere de curent se suprapun două fenomene: primul este oscilația energiei în inductivitatea și capacitatea față de masă a motorului, iar al doilea este producerea tensiunii electromotoare, datorită fluxului principal, care nu dispare brusc.

În figura 8.9, *a* s-a reprezentat schematic circuitul echivalent al motorului după deconectare. Tensiunea produsă de fluxul principal s-a asimilat cu tensiunea u la bornele unei surse de curent alternativ, R și L fiind respectiv rezistența și inductivitatea echivalentă.

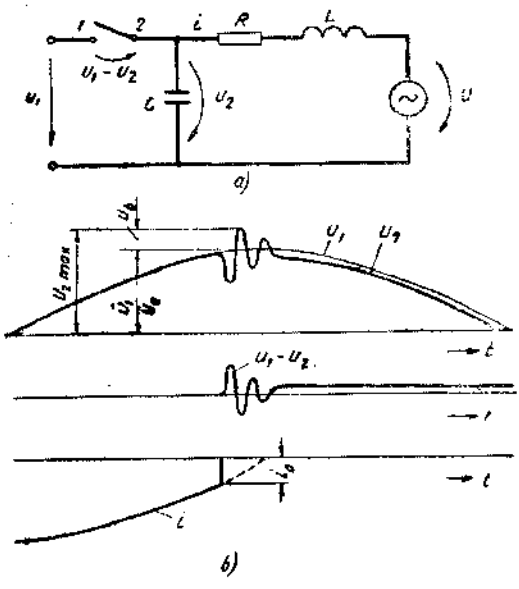


Fig. 8.9. Deconectarea motorului asincron lansat.

După momentul t_0, în care are loc smulgerea curentului la valoarea i_0, tensiunea continuă să fie sinusoidală, dar de valoare ceva mai mică (cu diferența $X_{1\sigma} \hat{I}$). Peste tensiunea sinusoidală se suprapun oscilațiile de frecvență superioară, datorită oscilației energiei în inductivitatea L și capacitatea C. Valoarea maximă a tensiunii la borne (fig.8.9, *b*) este

$$u_{2max} = u_a + u_b ,$$

iar factorul de supratensiune este

$$k_s = \frac{u_{2max}}{\hat{u}_1} .$$

Din cele expuse rezultă că borna motorului față de masă este supusă unei supratensiuni $k_s\hat{U}_1$, iar tensiunea de restabilire între contactele întreruptorului va rezulta ca o diferență în tensiunea sursei și a bornei, avînd valoarea u_1-u_2 în figura 8.9, *b*. În concluzie, solicitarea dielectrică a întreruptorului este minimală.

8.1.3.4. **Deconectarea sarcinilor capacitive.** Deconectarea sarcinilor capacitive conduce, în absența reamorsării arcului electric, la o solicitare dielectrică între bornele întreruptorului de $2\hat{U}$. În figura 8.10, *a* se reprezintă schema de principiu pe care se studiază deconectarea de la rețea a unui condensator de capacitate C.

Cum stingerea arcului electric în întreruptor are loc la trecerea prin zero a curentului, și deci la valoarea de vîrf a tensiunii, rezultă că condensatorul va rămîne încărcat la această tensiune. Tensiunea de restabilire u_r la bornele întreruptorului va decurge în timp conform graficului haşurat din figura 8.10 avînd valoarea cea mai mare

$$u_{rmax}=2\sqrt{2}\ U_1,$$

deci de două ori tensiunea de vîrf a rețelei. La această valoare a tensiunii de restabilire se ajunge după o jumătate de perioadă, adică 0,01 s. Acest proces condiționează utilizarea unui întreruptor a cărui tensiune de ținere (dielectrică) u_{d1} să fie în permanență mai mare decît tensiunea de restabilire u_r, așa cum se indică în figura 8.10, *c*. În aceste condiții nu are loc reamorsarea arcului electric. Dacă însă curba tensiunii de ținere u_{d2} intersectează curba tensiunii de restabilire va apărea o amorsare a arcului electric în întreruptor.

În figura 8.11 sînt reprezentate diagramele curenților și tensiunilor în cazul a două amorsări în întreruptor la un interval de timp de circa 0,01 s între ele.

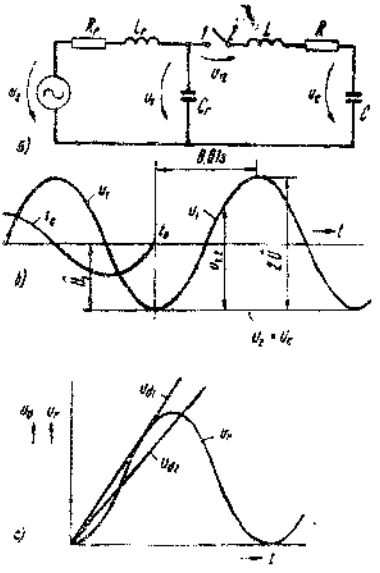


Fig. 8.10. Deconectarea unui condensator.

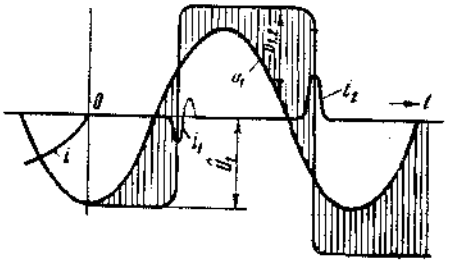


Fig. 8.11. Amorsarea dublă la deconectarea unui condensator.

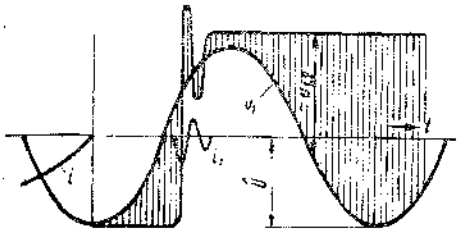


Fig. 8.12. Amorsare cu oscilații de curent.

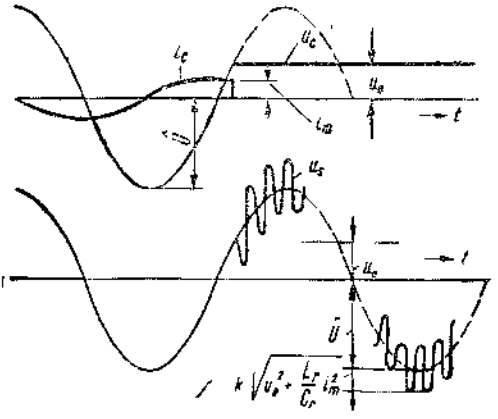


Fig. 8.13. Deconectarea, cu smulgere de curent, a sarcinii capacitive.

Amorsarea se face cu o tendință de oscilație a tensiunii condensatorului în jurul tensiunii sursei la o frecvență ridicată, determinată de valoarea capacității și parametrii rețelei. Stingerea arcului electric are loc la trecerea curentului i_1 prin valoarea zero. În acest moment, tensiunea oscilantă a condensatorului, după ce și-a schimbat polaritatea, se conservă la valoarea de vîrf a oscilației. Un proces asemănător se produce la amorsarea curentului i_2. Prima ca și a doua amorsare se poate produce în etapa cînd tensiunea de restabilire u_r crește fără a ajunge la valoarea maximă (de exemplu, la prima amorsare $2\sqrt{2}\,U$).

În funcție de condițiile locale în întreruptor, curentul poate oscila cîteva perioade, la frecvență ridicată, iar tensiunea condensatorului se limitează la un vîrf oarecare al tensiunii oscilante, așa cum se indică în figura 8.12.

Așa cum rezultă din figurile 8.11 și 8.12 solicitarea dielectrică între contactele întreruptorului poate depăși valoarea $2\sqrt{2}\,U_1 = 2\hat{U}_1$.

În cazurile ilustrate în figurile 8.11 și 8.12 s-a admis că întreruperea se execută fără smulgere de curent. Dacă însă acest fenomen are loc, între bornele întreruptorului poate apărea o tensiune de valoare aproximativă

$$u_{1,2} \approx u_0 + \hat{U} + k\sqrt{u_0^2 + \frac{L_r}{C_r}\, i_m^2}\,. \tag{8.37}$$

Explicația acestei relații se face cu notațiile din figura 8.10 și diagramele din figura 8.13, după cum urmează:

Curentul capacitiv este smuls la valoarea i_m, cînd tensiunea condensatorului nu a atins valoarea de vîrf $\hat{U}$, ci numai valoarea u_0, valoare la care rămîne încărcată, după întreruperea curentului.

După separarea contactelor, tensiunea spre sursă, deci care apare la bornele condensatorului C_r va rezulta ca o sumă formată din tensiunea, cu valoarea de vîrf U și tensiunea oscilantă cu valoarea de vîrf :

$$k\sqrt{u_0^2+\frac{L_r}{C_r}i_m^2}\,, \tag{8.38}$$

unde k este un factor de amortizare, iar L_r și C_r sînt inductivitatea, respectiv capacitatea rețelei. Relația (8.38) se stabilește similar cu (8.24). La schimbarea polarității tensiunii rețelei față de polaritatea tensiunii condensatorului, pe baza diagramei din figura 8.13 se poate scrie relația (8.37).

Din analiza fenomenelor care însoțesc deconectarea sarcinilor capacitive, rezultă o solicitare dielectrică suplimentară a camerei de stingere a întreruptorului la tensiuni care depășesc 2 U, într-un interval de timp de ordinul 0,01 s. Tratarea cantitativă a fenomenelor descrise calitativ este posibilă prin utilizarea calculatoarelor electronice, care permit rezolvarea unui sistem simultan de ecuații diferențiale.

8.1.3.5. **Deconectarea liniilor în gol.** La deconectarea unei *rețele de cabluri electrice* în gol, fenomenele ce apar sînt cu totul similare fenomenelor descrise la deconectarea sarcinilor capacitive.

Deconectarea liniilor electrice aeriene de lungime mare, fără sarcină și fără smulgere de curent, este caracterizată de fenomenele :

a — efectul Feranti și oscilația liniei pe frecvența fundamentală, în cazul lipsei reamorsării arcului electric în întreruptor ;

b — efectul Feranti și oscilația liniei pe un număr mare de frecvențe, în cazul reamorsării arcului electric în întreruptor.

Oscilația liniei pe frecvența fundamentală. Efectul Feranti apare la liniile aeriene, care funcționează în gol, cu o lungime mai mare decît 200 km și constă în creșterea tensiunii liniei la extremitatea liberă în raport cu tensiunea extremității de alimentare.

În figura 8.14 *a* și *b* s-au reprezentat circuitele echivalente la frecvența industrială, diagramele fazoriale și valorile instantanee ale tensiunilor la o linie la care se consideră și rezistența (cazul *a*) și a unei linii la care rezistența se neglijează (cazul *b*). În ambele situații s-a neglijat perditanța liniei, adică pierderile prin efect corona și izolație imperfectă. Se constată astfel că, în cazul *a*, tensiunea extremității libere *3*, față de pămînt este mai mare și defazată cu unghiul φ față de tensiunea bornei *2*. În cazul *b*, se constată, pe lîngă creșterea de tensiune a liniei *3* față de *2*, că tensiunile $\underline{U}_3$ și $\underline{U}_2$ sînt în fază.

În cele ce urmează se va considera cazul *b*, deoarece descrierea fenomenelor este mai sugestivă, iar erorile ce rezultă din această ipoteză nu sînt mari. Creș-

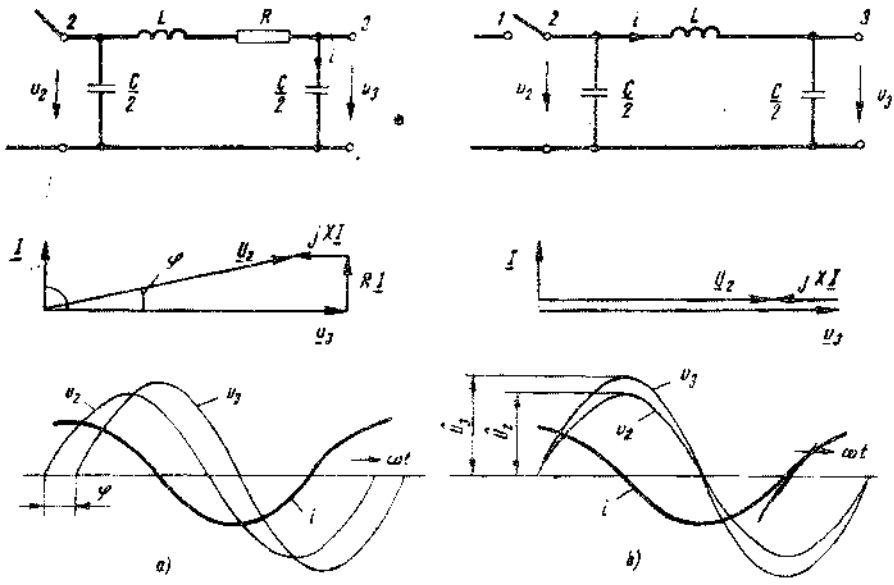


Fig. 8.14. Deconectarea unei linii în gol.

terea de tensiune, pentru acest caz (*b*), rezultă din ecuațiile telegrafiștilor, considerîndu-se constantele liniei uniform repartizate

$$\underline{U}_3 = \underline{U}_2 \frac{1}{\cos(\omega l/v)} \tag{8.39}$$

unde: ω — pulsația curentului;

l — lungimea liniei;

$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ — viteza de propagare.

În diagrama din figura 8.15 se indică raportul U_3/U_2 în funcție de lungimea liniei. Cu cît lungimea liniei se apropie mai mult de valoarea $\lambda/2$, λ fiind lungimea de undă a propagării la frecvența industrială, ridicarea de tensiune este mai pronunțată. Se constată că ridicarea de tensiune la linii de lungime 400 km este de circa 10%, iar la lungimea de 1 000 km, această ridicare este de 100%.

Tensiunea liniei 2 după deconectare. În ipoteza că întreruperea curentului are loc la trecerea lui prin valoarea zero, creșterea de tensiune instantanee are valoarea maximă, și este, conform cu figura 8.14, *b*, $\Delta u_{max} = \hat{u}_3 - \hat{u}_2 = \sqrt{2}(U_3 - U_2)$. În momentul întreruperii curentului, funcționarea liniei *trece din*

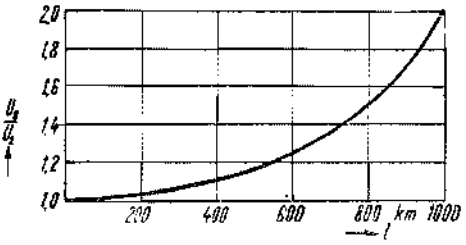


Fig. 8.15. Efectul Feranti.

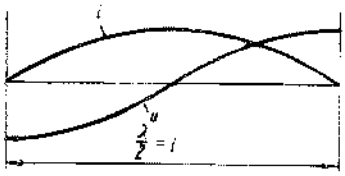


Fig. 8.16. Oscilațiile fundamentalei de curent și tensiune.

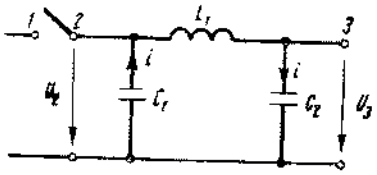


Fig. 8.17. Modelul electric al unei linii în gol.

regimul forțat în regimul liber de oscilație. Cum linia este liberă la ambele capete, lungimile de undă pe care oscilează linia sînt :

$$\lambda_n = \frac{2}{n} l \text{ unde } n = 1,\ 2,\ 3, \ldots$$

Pentru unda fundamentală ($n = 1$) se poate calcula frecvența proprie

$$f_1 = \frac{v}{\lambda} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \frac{1}{2l} = \frac{1}{2\sqrt{LC}}, \tag{8.40}$$

unde : $L = L_0 l$;
$C = C_0 l$;
L_0 — inductivitatea pe unitatea de lungime ;
C_0 — capacitatea pe unitatea de lungime.

Oscilațiile armonicei *1* sînt caracterizate de ventre de tensiune și noduri de curent la extremități, așa cum se arată în figura 8.16. În principiu, pentru solicitarea întreruptorului la borna 2, interesează amplitudinea oscilației de tensiune a acestei borne. Rezolvarea problemei este posibilă prin modelare.

În adevăr, linia cu constante uniform repartizate are un circuit *echivalent în* π, *pentru armonica 1*, indicat în figura 8.17. Fenomenele de oscilație, cauzate de efectul Feranti, vor fi studiate pe acest circuit, cu respectarea egalităților de

— curent ;
— frecvență proprie a rețelei ;
— ridicare de tensiune.

Condițiile de mai sus, cantitativ, înseamnă [119]:

$$C_1+C_2=C;$$

$$\frac{1}{2\sqrt{LC}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} \quad \text{sau} \quad LC=\pi^2L_1\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} \tag{8.41}$$

$$\frac{U_3}{U_2}=\frac{1}{\cos(\omega l/v)}=\frac{U_3}{U_3-L_1C_2\omega^2U_3}=\frac{1}{1-L_1C_2\omega^2}.$$

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații (8.41) se observă că dezvoltînd în serie cos $(\omega l/v)$ și prin limitarea la primii doi termeni, se obține

$$\frac{1}{\cos(\omega l/v)}=\frac{1}{1-\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{\omega l}{v}\right)^2}=\frac{1}{1-\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{\omega^2l^2}{\dfrac{1}{L_0C_0}}\right)}=\frac{1}{1-\dfrac{1}{2}\omega^2LC}.$$

Prin efectuarea calculelor rezultă

$$\begin{aligned} C_1&=2\ C/\pi^2=0{,}203\ C\\ C_2&=(1-2/\pi^2)\ C=0{,}797\ C\\ L_1&=\frac{L}{2(1-2/\pi^2)}=0{,}627\ L. \end{aligned} \tag{8.42}$$

Se poate calcula astfel tensiunea u_2, scriind ecuația diferențială a circuitului din figura 8.17 și observînd că, după izolarea liniei față de sursă, curentul i este același în inductivitatea L, capacitatea C_1 și capacitatea C_2

$$u_2=u_{02}-\frac{1}{C_1}\int_0^t i\ dt=L_1\frac{di}{dt}+u_{03}+\frac{1}{C_2}\int_0^t i\ dt,$$

unde u_{02} și u_{03} sînt valorile tensiunilor, în momentul întreruperii curentului, ale bornelor *2* și *3* față de pămînt.

Prin aplicarea transformării Laplace se obține

$$\mathfrak{L}_i=\frac{u_{02}-u_{03}}{p^2L_1+\dfrac{C_1+C_2}{C_1C_2}}=\frac{u_{02}-u_{03}}{\sqrt{\dfrac{L_1}{C_R}}}\frac{\dfrac{1}{\sqrt{C_RL_1}}}{p^2+\dfrac{1}{C_RL_1}}.$$

Ținînd seama că

$$\mathfrak{L}^{-1}\left(\frac{a}{p^2+a^2}\right)=\sin at,$$

Rezultă că

$$i=\frac{u_{02}-u_{03}}{\sqrt{\frac{L_1}{C_R}}}\sin\left(\frac{t}{\sqrt{C_R L_1}}\right), \tag{8.43}$$

unde s-a notat $\frac{1}{C_R}=\frac{C_1+C_2}{C_1C_2}$.

Rezultă tensiunea bornei *2* a întreruptorului față de pământ

$$u_2=u_{02}-\frac{1}{C_1}\int_0^t \frac{u_{02}-u_{03}}{\sqrt{\frac{L_1}{C_R}}}\sin\left(\frac{t}{\sqrt{C_R L_1}}\right)$$

sau

$$u_2=u_{02}+\frac{C_R}{C_1}(u_{03}-u_{02})\left(1-\cos\frac{t}{\sqrt{C_R L_1}}\right). \tag{8.44}$$

În relația (8.44) se observă că

$$\frac{C_R}{C_1}=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\frac{1}{C_1}=\frac{C_2}{C_1+C_2}=0{,}797=k.$$

Relația (8.44) arată că tensiunea bornei *2* are valoarea cea mai mare pentru $\cos\frac{t}{\sqrt{C_R L_1}}=-1$ și este în acest caz

$$\hat{u}_2=\hat{u}_{02}+1{,}594\ (u_{03}-u_{02}). \tag{8.45}$$

În mod similar valoarea cea mai mică a tensiunii bornei *2* se obține pentru $\cos\frac{t}{\sqrt{C_R L_1}}=1$ și este $u_{min}=\hat{u}_{02}$.

În figura 8.18 se reprezintă diagramele tensiunilor:

u_1 — la borna *1* a întreruptorului;
u_2 — la borna *2* a întreruptorului, conform relației (8.44);
u_1-u_2 între bornele întreruptorului.

Rezultă că diferența de potențial cea mai mare care poate apărea între bornele întreruptorului este

$$(u_1-u_2)_{max}=2\sqrt{2}U_2+1{,}594\ (U_3-U_2) \tag{8.46}$$

și deci întrece de două ori valoarea de vîrf a tensiunii aplicate liniei în gol.

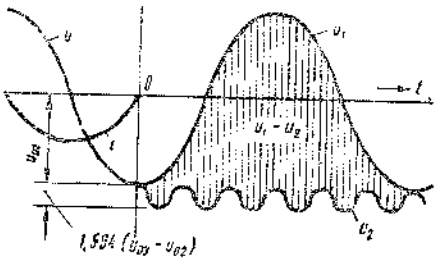


Fig. 8.18 Relativ la solicitarea dielectrică a întreruptorului.

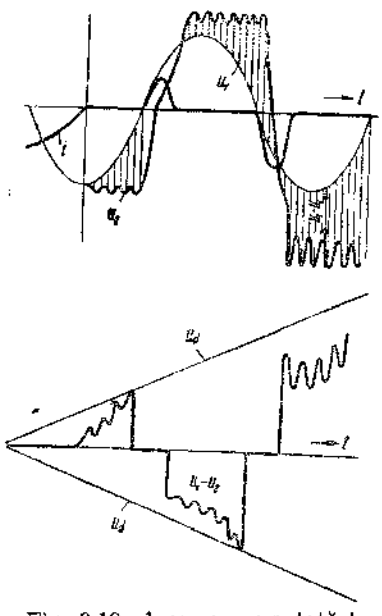


Fig. 8.19. Amorsare repetată la deconectarea unei linii în gol.

Din relația (8.46) și diagrama din figura 8.15 rezultă că, pentru o linie aeriană lungă de 400 km, supratensiunea bornei *2* a întreruptorului, datorită numai oscilației liniei în gol este de 0,159 din tensiunea nominală a liniei.

La rezultatele de mai sus s-a ajuns considerînd că linia oscilează numai pe frecvența fundamentală. Această ipoteză este verosimilă și apropiată de fenomenul real, ținînd seama că excitația liniei nu constă din treapta unitară, care conține un număr infinit de frecvențe de excitație.

Oscilația liniei pe un număr mare de frecvențe. Acest fenomen apare la reamorsarea arcului electric în întreruptor ca urmare a unei excitații care conține un număr mare de frecvențe. Drept consecință a reamorsărilor, tensiunea $u_1 - u_2$, la bornele întreruptorului, acuză valori importante, după cum se indică în figura 8.19, unde s-au reprezentat mărimile:

u_1 — tensiunea rețelei;
u_2 — tensiunea liniei;
$(u_1 - u_2)$ — tensiunea la bornele întreruptorului;
i_1 — curentul în întreruptor;
u_a — tensiunea de ținere între contactele întreruptorului.

Determinarea solicitării dielectrice a întreruptorului este posibilă prin modelarea liniei în gol printr-un lanț de cuadripoli și oscilografierea fenomenelor, ca în figura 8.19. Se poate verifica experimental că se obțin rezultate bune, foarte apropiate de rezultatele obținute cu liniile reale, dacă în modelare numărul de cuadripoli este de numai doi, ceea ce permite reproducerea oscilațiilor liniei pe armonicele *1* și *2*.

Adaptarea întreruptoarelor la întreruperea sarcinilor mici inductive și capacitive. Condițiile funcționale ce se cer întreruptoarelor care întrerup curenți de magnetizare (sarcini mici inductive) sînt antagoniste condițiilor cerute la întreruperea sarcinilor capacitive (condensatoare și linii).

În adevăr, la întreruperea sarcinilor capacitive se cere ca tensiunea de ținere a întreruptorului u_a să crească cît se poate de rapid pentru a evita reamorsările și deci supratensiunile excesive. Dimpotrivă la întreruperea sarcinilor inductive se cere ca tensiunea de ținere să crească lent, pentru ca arcul să se reamorseze în întreruptor și prin aceasta să se limiteze supratensiunile de comutație.

Pentru adaptarea întreruptorului în scopul întreruperii curenților mici inductivi, o metodă simplă constă în conectarea în paralel cu întreruptorul a unei rezistențe variabile, așezată în serie cu un eclator, cum se arată în

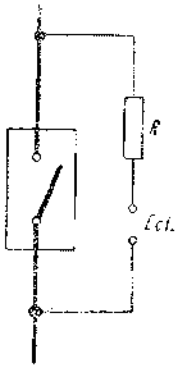


Fig. 8.20. Întreruptor adaptat pentru deconectarea sarcinilor mici inductive.

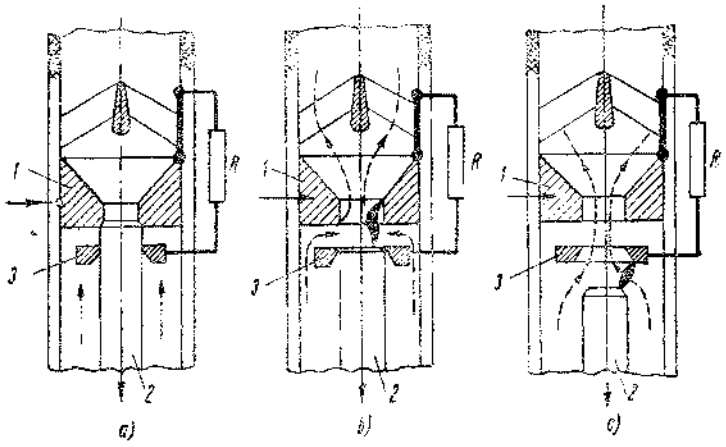


Fig. 8.21. Schița întreruptorului.

fig 8. 20. În fond, un asemenea dispozitiv anexă echivalează cu un descărcător conectat în paralel pe întreruptor. La apariția unei supratensiuni, aceasta va fi limitată de eclator. Eficacitatea dispozitivului va fi mai mare dacă rezistența este neliniară, dependentă de tensiune, întocmai ca rezistențele descărcătoarelor, conectate la liniile aeriene.

Din punct de vedere constructiv, dispozitivul schematizat în figura 8.20 se poate realiza ca în figura 8.21. Aici rezistența R este conectată între polul *1* și electrodul auxiliar *3*. În poziția *a* întreruptorul este închis, în poziția *b* are loc stingerea arcului electric principal, în poziția *c* are loc stingerea arcului electric provenit din apariția supratensiunilor.

O posibilitate de a utiliza același întreruptor atît la întreruperea sarcinilor inductive cît și a celor capacitive este oferită de realizarea unei tensiuni de ținere $u_d=f(t)$ neliniare. În adevăr, necesitatea reamorsării la supratensiunile cauzate de întreruperea curenților inductivi implică inițial o pantă mică a curbei $u_d=f(t)$; necesitatea întreruperii sarcinilor capacitive, fără reamorsare implică ulterior o pantă cît mai mare.

În figura 8.22 s-au reprezentat caracteristicile tip $u_d=f(t)$, și anume:

1 — caracteristica liniară: $u_d=a_1t$, cu $a_1=10$ kV/ms;

2 — caracteristica parabolică: $u_d=a_2t^2$, cu $a_2=1$ kV/ms;

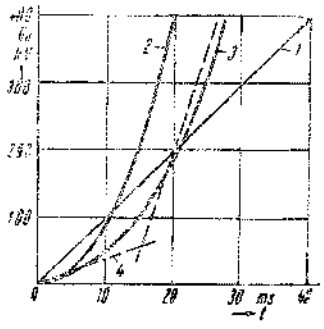


Fig. 8.22. Tensiunea de ținere a întreruptorului.

3 — caracteristica parabolică: $u_d=a_3t^2$, cu $a_3=0{,}5$ kV/ms;
4 — caracteristica *3*, aproximată prin două drepte.

Se poate remarca că o caracteristică parabolică este indicată pentru o comportare bună atît la întreruperea sarcinilor inductive cît și a sarcinilor capacitive.

În concluzie, se poate spune că limitarea supratensiunilor la deconectarea sarcinilor inductive se poate realiza atît cu ajutorul unui descărcător (cu rezistență variabilă), dar și cu ajutorul unei caracteristici potrivite a tensiunii de trecere u_d între contactele întreruptorului. Valori ale supratensiunii de 2,8 ori valoarea de vîrf a tensiunii pe fază sînt încă admise.

8.1.3.6. **Conectarea liniilor în gol.** Din studiul liniei lungi se cunoaște că, la aplicarea treptei de tensiune liniei în gol la o extremitate, la extremitatea liberă apare o supratensiune cu factorul $k_s=2$. Situația în exploatare este mult mai complexă deoarece linia electrică este trifazată, iar conectarea liniei se face la valori diferite ale tensiunii pe cele trei faze. Mai trebuie luate în considerare inductivitățile și capacitățile mutuale. Determinarea factorului de supratensiune k_s în cazul liniilor construite este cu atît mai importantă cu cît tensiunea nominală a liniei este mai ridicată, deoarece izolația echipamentului se calculează să reziste la valoarea absolută a supratensiunii. În acest sens de mare importanță este a se cunoaște factorul de supratensiune k_s pentru liniile electrice de 420 kV — 765 kV.

Determinarea factorului de supratensiune pentru cazurile teoretice ale liniilor monofazate este posibilă cu ajutorul metodelor analitice [154] și cu ajutorul calculatoarelor. În cazul liniilor trifazate se preferă modelul dinamic pentru a putea reproduce și influențele mutuale între conductoare. În figura 8.23

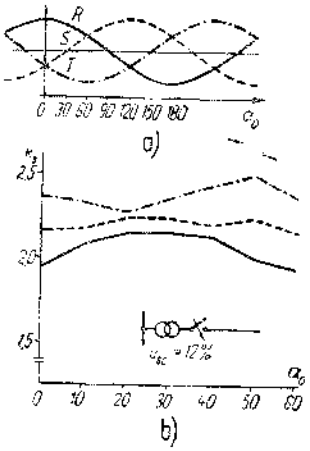


Fig. 8.23. Factori de supratensiune la conectarea unei linii în gol.

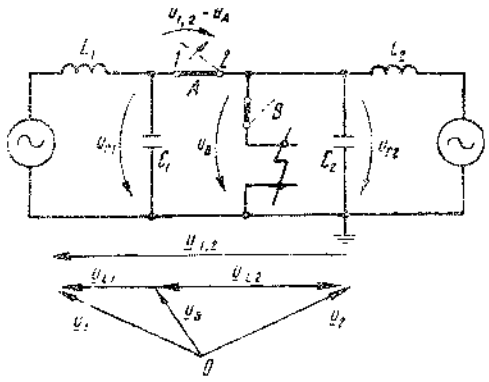


Fig. 8.24. Relativ la deconectarea în opoziție de fază.

sînt date [58] valori pentru factorul de supratensiune, obținute cu ajutorul modelului de rețea la închiderea simultană a celor trei poli în funcție de unghiul de conectare. S-a luat drept origine a unghiului momentul cînd faza R are valoarea maximă.

Dimensionarea izolației pentru a face față supratensiunilor la conectarea liniilor în gol de foarte înaltă tensiune (765 kV) devine oneroasă și din această cauză, pentru a reduce factorul de supratensiune la valoarea 1,5 se pot lua următoarele măsuri:

a) Se conectează sincron linia în momentele de tensiune zero pe cele trei faze. Această soluție comportă un calculator pentru a aprecia sincronismul conectării.

b) Se conectează linia prin 2-3 trepte de rezistențe de valori scăzătoare, pentru a introduce o amortizare puternică în serie cu linia. Aceste rezistențe fac parte din echipamentul întreruptorului cu ajutorul căruia se conectează linia.

8.1.3.7. **Deconectarea în opoziție de fază.** Această situație poate apare în rețelele de înaltă tensiune, interconectate, alimentate de cel puțin două centrale. Ca urmare a deconectării întreruptorului, care asigură funcționarea în paralel a celor două centrale, tensiunea de restabilire la frecvența industrială, poate atinge valori $2\,U_n$, unde U_n, este tensiunea compusă a rețelei. Procesul va fi studiat pe schema electrică monofazată din figura 8.24. Două generatoare echivalente G_1 și G_2 alimentează un consumator prin intermediul liniilor de inductivitate L_1 și L_2. În funcționare normală, tensiunile la bornele celor două generatoare sînt în fază. La apariția unui scurtcircuit în rețea în punctul B, ambele generatoare vor contribui la obținerea curentului de scurtcircuit de valoare:

$$I_1 = \frac{U}{\omega L_1} + \frac{U}{\omega L_2} = \frac{U}{\omega}\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right). \tag{8.47}$$

Existența scurtcircuitului face să dispară sarcina activă a generatoarelor și ca urmare, cele două generatoare ies din sincronism. După eliminarea scurtcircuitului, prin deschiderea întreruptorului B, între cele două generatoare se va stabili un curent de circulație determinat de diferența de fază existentă între tensiunile la borne ale celor două generatoare. Acest curent de circulație este de natura unui curent de scurtcircuit, iar valoarea lui cea mai mare apare la opoziția de fază între tensiunile la bornele celor două generatoare. Dacă U este tensiunea la borne a unui generator, acest curent este

$$I_2 = \frac{2U}{\omega(L_1+L_2)}. \tag{8.48}$$

Raportul între curentul de scurtcircuit I_2, în opoziție de fază și curentul I_1, de scurtcircuit normal este

$$k = \frac{I_2}{I_1} = \frac{\dfrac{2}{L_1+L_2}}{\dfrac{1}{L_1}+\dfrac{1}{L_2}}. \tag{8.49}$$

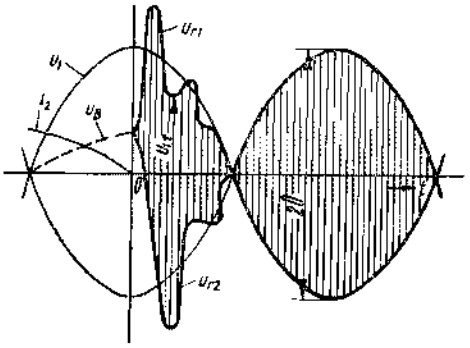


Fig. 8.25. Tensiunea de restabilire.

Raportul k are valoarea cea mai mare ($k=0{,}5$) pentru $L_1=L_2$. Curentul de scurtcircuit I_2 este întrerupt prin deschiderea întreruptorului A, iar tensiunea de restabilire, la frecvența industrială, este $U_{1,2}$ ca în figura 8.24. Această tensiune $U_{1,2}$ în regim de scurtcircuit, după deconectarea întreruptorului B, se aplică inductivităților L_1 și L_2 deci se compune din U_{L1} și U_{L2}. Tensiunea de restabilire U_B a întreruptorului B este redusă ca mărime și ca urmare întreruptorul B deconectează scurtcircuitul în condiții ușoare.

Tensiunea oscilantă de restabilire $u_{1,2}$ a întreruptorului A este indicată în figura 8.25 și rezultă ca o diferență a tensiunilor de restabilire u_1 și u_2, care există la bornele condensatoarelor C_1, respectiv C_2. Tensiunile de restabilire u_1, respectiv u_2 au în momentul $t=0$, adică la stingerea curentului i_2, aceeași valoare u_B. Frecvențele proprii de oscilații ale celor două semirețele sînt

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}; \qquad f_2 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}$$

și deci în general $f_1 \neq f_2$. Ca urmare și valorile de vîrf ale tensiunilor oscilante de restabilire nu coincid în timp și deci factorul de oscilație γ, considerat la valoarea de vîrf $2\hat{U}$, este mai mic, adică în acest caz $\gamma \cong 1{,}2$. Pentru constructorii de aparate deconectarea în opoziție de fază impune condiții grele în realizarea întreruptorului. Acesta urmează să reziste la o solicitare dielectrică egală cu de două ori valoarea de vîrf a tensiunii de exploatare și la un curent de rupere de 0,5 din curentul de scurtcircuit al rețelei. Deoarece ieșirea din sincronism a celor două generatoare este posibilă, dar ajungerea în opoziție de fază completă este puțin probabilă, în scopul realizării unor construcții economice de întreruptoare se convine între constructori și exploatatori ca valoarea curentului de rupere, la încercarea în opoziție de fază, să fie redusă de la 0,5 I_1 la 0,25 I_1.

Opoziția de fază în circuitele trifazate. Solicitarea întreruptorului depinde de gradul de opoziție, de legarea la pămînt a neutrului și de alte defecte eventuale în rețea.

În figura 8.26 se consideră că cele două surse au neutrul conectat la pămînt. În acest caz, cei trei poli ai întreruptorului întrerup curenți egali în modul, iar tensiunea de restabilire la frecvența industrială este $2\hat{U}_\lambda$, adică de două ori tensiunea simplă. În adevăr din figura 8.26 rezultă $U_r = U_{A1} - U_{A2}$.

În figura 8.27 se consideră că una din cele două surse are neutrul legat la pămînt. La deconectarea polului 1, tensiunea oscilantă de restabilire la frecvența industrială, după cum rezultă din diagramă, este $2\sqrt{3}\,U_\lambda$ sau $2U$.

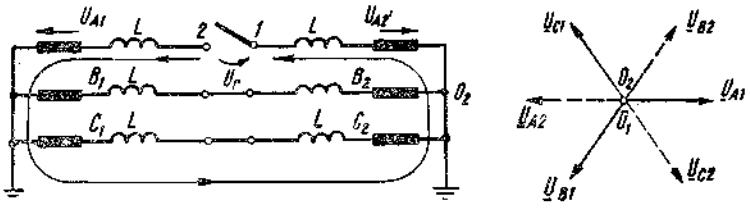


Fig. 8.26. Neutrul ambelor surse este legat la pămînt.

Deci tensiunea de restabilire este egală cu de două ori tensiunea compusă. În adevăr din figura 8.28 rezultă $\underline{U}_r=\underline{U}_{A1}-\underline{U}_{B1}+\underline{U}_{B2}-\underline{U}_{A2}$.

8.1.3.8. **Defectul kilometric.** Se observă că tensiunea oscilantă de restabilire, calculată în capitolul 1, se referă la un scurtcircuit existent în imediata apropiere a întreruptorului. Sub acest aspect, dacă întreruptorul este plasat la capătul unei linii lungi, solicitarea dielectrică, la tensiune oscilantă de restabilire, este mai redusă, deoarece frecvența proprie de oscilație este mai mică decît în cazul liniilor scurte.

Defectul kilometric constă în apariția unui scurtcircuit, nu imediat după întreruptor, ci pe linie la cîțiva km de întreruptor după cum se indică în figura 8.29, *a* și *b*, unde rețeaua s-a reprezentat prin sursa de curent alternativ de tensiune u, rezistența R_1, inductivitatea L_1, capacitatea C_1, iar linia scurtcircuitată la un capăt prin inductivitatea L_2, rezistența R_2 și capacitatea C_2. În figura 8.29, *c* cu linie plină s-a trasat nivelul tensiunilor efective pe durata scurtcircuitului, iar cu linie punctată nivelul tensiunilor după ridicarea scurtcircuitului și amortizarea totală a fenomenelor tranzitorii. Se constată că pe durata scurtcircuitului valoarea de vîrf a tensiunii la ambele borne ale întreruptorului este u_0. Tensiunea punctului de scurtcircuit este nulă, iar tensiunea sursei se consideră că se menține constantă la valoarea de vîrf U.

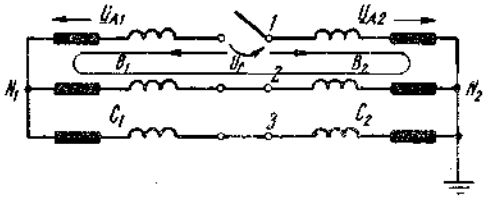


Fig. 8.27. Neutrul unei surse conectat la pămînt.

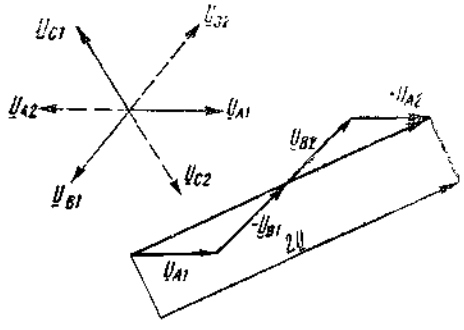


Fig. 8.28. Diagrama fazorială pentru fig. 8.27.

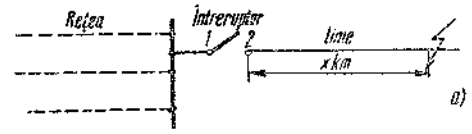


Fig. 8.29. Defectul kilometric.

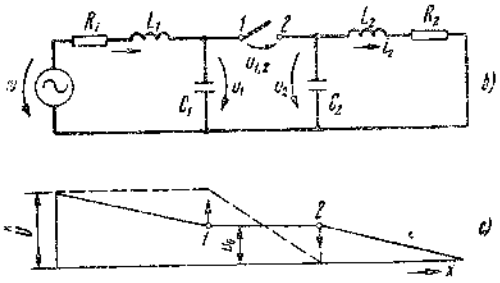
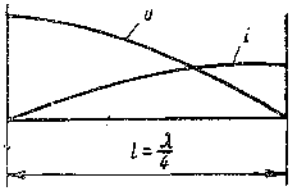


Fig. 8.30. Oscilațiile liniei scurtcircuitate.



Se observă că, după întreruperea curentului, tensiunea bornei *2* a întreruptorului oscilează, tinzînd către valoarea zero, iar tensiunea bornei *1* oscilează, tinzînd către valoarea U. Tensiunea oscilantă de restabilire între bornele *1* și *2* este $u_{1,2}=u_1-u_2$, și constituie o solicitare dielectrică mare a întreruptorului din cauza pantei mari în etapa inițială. Panta mare a tensiunii oscilante de restabilire se datorește frecvenței ridicate de oscilație a liniei de lungime relativ mică. În adevăr, cu cît linia este mai lungă, frecvența ei proprie de oscilație este mai redusă și deci panta inițială mai mică. Dacă linia este scurtcircuitată în apropierea întreruptorului, și în caz extrem chiar lîngă întreruptor, prima oscilație nu are importanță față de momentul stingerii arcului, iar a doua oscilație este suficient de amortizată.

Tensiunea bornei 2 se calculează prin stabilirea unui circuit echivalent pentru linia întreruptă, cu o extremitate liberă și cu cealaltă conectată la pămînt. Dacă se neglijează amortizarea liniei se constată că trebuie tratată o linie fără pierderi, care oscilează cu sfert de lungime de undă adică

$$\lambda_n=\frac{4}{2n+1}l\,;\quad n=0,\ 1,\ 2,\ 3.$$

Pentru această linie se poate stabili un circuit echivalent pentru fundamentală ($n=0$), dacă se impune condiția să aibă aceeași frecvență de oscilație și același curent capacitiv ca linia reală cu constante uniform distribuite. În aceste condiții, linia va oscila pe sfert de lungime de undă, ca în figura 8.30, iar frecvența proprie de oscilație va fi

$$f=\frac{v}{\lambda}=\frac{1}{\sqrt{L_0C_0}\cdot 4l}=\frac{1}{4\sqrt{LC}}$$

unde : $L=L_0l$; $C=C_0l$;

l — lungimea liniei ;

C_0, L_0 — constante uniform repartizate.

Circuitul echivalent al liniei (fig. 8.29, *b*) se determină (numai pentru unda fundamentală) din condiția de a avea același curent capacitiv

$$C_2 = \frac{C}{2}$$

și condiția de a obține aceeași frecvență de oscilație

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} = \frac{1}{4\sqrt{LC}}$$

sau

$$\pi^2 L_2C_2 = 4 LC,$$

de unde rezultă

$$L_2 = \frac{4LC}{\pi^2C_2} = \frac{8LC}{\pi^2C} = \frac{8}{\pi^2}L = 0{,}808L .$$

În ipoteza întreruperii curentului la trecerea prin valoarea zero, din circuitul echivalent al liniei din figura 8.29, *b* rezultă

$$u_2 = u_0 - \frac{1}{C_2}\int_0^t i_2 dt = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \tag{8.50}$$

sau

$$\mathfrak{L} i_2 = \frac{u_0}{L_2}\frac{1}{p^2+2p\delta+\omega_0^2}$$

Cu notațiile

$$\delta_2 = \frac{R_2}{2L_2}, \quad \omega_{02}^2 = \frac{1}{L_2C_2} \text{ și } \omega_{e2} = \sqrt{\omega_{02}^2 - \delta_2^2}$$

se obține curentul

$$i_2 = \frac{u_0}{\omega_{e_2} L_2} e^{-\delta_2 t} \sin \omega_{e2} t, \tag{8.51}$$

iar tensiunea bornei *2* este

$$u_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = u_0 e^{-\delta_2 t}\left(\cos \omega_{e2} t + \frac{\delta_2}{\omega_{e_2}} \sin \omega_{e2} t\right). \tag{8.52}$$

În ipoteza amortizării nule ($R_2 = 0$; $\delta_2 = 0$), relația (8.52) devine

$$u_2 = u_0 \cos \omega_0 t = u_0 \cos \frac{t}{\sqrt{L_2C_2}}. \tag{8.53}$$

Tensiunea bornei 1 se calculează pe baza circuitului echivalent al rețelei din figura 8.29. Dacă se admite că pe o durată mică, la trecerea curentului

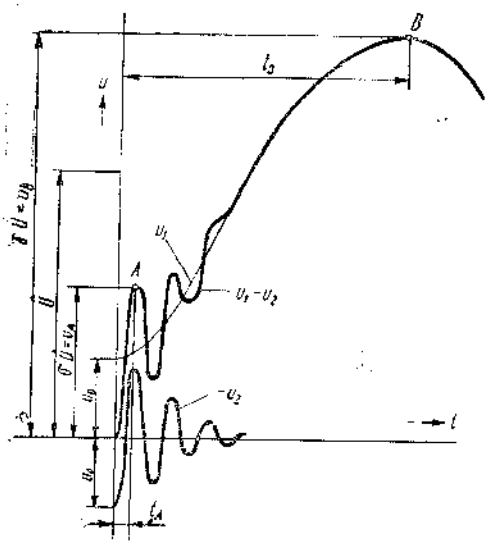


Fig. 8.31. Diagrama tensiunii oscilante de restabilire în cazul defectului kilometric.

de scurtcircuit prin zero, tensiunea u a sursei are valoarea $\bar{U}$ constantă, se scrie

$$\bar{U} = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + u_0 + \frac{1}{C_1}\int_0^t i_1 dt, \tag{8.54}$$

$$u_1 = u_0 + \frac{1}{C_1}\int_0^t i_1\, dt. \tag{8.55}$$

De unde rezultă

$$u_1 = \bar{U} + (u_0 - \bar{U})e^{-\delta_1 t}\left(\cos\ \omega_{e1} t + \right.$$

$$\left. + \frac{\delta_1}{\omega_{e1}} \sin\ \omega_{e1} t\right), \tag{8.56}$$

unde

$$\delta_1 = \frac{R_1}{2L_1};\quad \omega_{e1} = \sqrt{\omega_{01}^2 - \delta_1^2};\quad \omega_{01}^2 = \frac{1}{L_1 C_1}.$$

În ipoteza amortizării nule relația (8.56) devine

$$u_1 = \bar{U} + (u_0 - \bar{U})\ \cos\ \omega_{01} t. \tag{8.57}$$

În figura 8.31 s-au reprezentat grafic curbele tensiunilor $-u_2$ din relația (8.52); u_1 din relația (8.56) și $u_{1,2} = u_1 - u_2$. Se constată că frecvența de oscilație a liniei este mult superioară frecvenței de oscilație a rețelei și că panta inițială a tensiunii $u_{1,2}$ este accentuată.

Observație. Calculul efectuat pentru determinarea tensiunii de restabilire $u_{1,2}$ este aproximativ, întrucît s-au făcut ipoteze simplificatoare pentru a scoate în evidență fenomenele principale. Pentru obținerea unor rezultate mai exacte se recurge fie la modelarea rețelei și a liniei, fie la utilizarea calculatoarelor electronice.

Pentru cazurile practice, frecvența tensiunii u_2 este de ordinul 100 kHz, a tensiunii u, de ordinul 1—5 kHz, iar zona periculoasă este cuprinsă între 0,8 și 9 km.

Pericolul defectului kilometric constă în reamorsarea arcului electric în întreruptor, deoarece, din cauza vitezei mari de creștere a tensiunii de restabilire, aceasta întrece ca valoare tensiunea de ținere între contactele întreruptorului.

Cu cît valoarea tensiunii u_0, existentă la ambele borne ale întreruptorului, în momentul izolării liniei, este mai mare, cu atît panta inițială a tensiunii oscilante de restabilire este mai mare, ceea ce se poate urmări și pe figura 8.31.

Valoarea maximă $\hat{U}_0$ a tensiunii u_0 depinde de valoarea curentului de scurtcircuit și în primă aproximație de reactanța liniei scurtcircuitate, conform relației

$$u_0 = \hat{U}_0 = \sqrt{2}\, I_{sc}\, l\, X_0,$$

unde: I este curentul de scurtcircuit, valoarea efectivă;
l — lungimea liniei;
X_0 — reactanța liniei pe unitatea de lungime.

În rețelele în care curentul de scurtcircuit are valori moderate, adică mai mici decît 20 kA, valoarea tensiunii u_0 rămîne relativ redusă, iar panta inițială a tensiunii oscilante de restabilire este mică și ca urmare nu se produc reamorsări în întreruptor. Defectul kilometric este sesizabil numai în rețelele în care curentul de scurtcircuit este mai mare decît 20 kA (de exemplu, 30 kA) și unde puterea de rupere a întreruptorului este apropiată de puterea de scurtcircuit a rețelei în punctul considerat.

După Pouard [124], severitatea solicitării întreruptorului depinde de:
— solicitarea termică dată de curentul de scurtcircuit I;
— valoarea $U_A \approx 2\, u_0$ a primului maximum al tensiunii oscilante de restabilire;
— panta du_r/dt a tensiunii oscilante de restabilire pînă la primul maximum, după relația

$$S = I U_A \frac{du_r}{dt}. \tag{8.58}$$

Curentul de scurtcircuit, valoarea efectivă, se calculează cu relația

$$I = \frac{U}{\sqrt{3}(X_1 + X_0 l)},$$

unde: X_1 este reactanța rețelei;
X_0 — reactanța pe 1 km de linie;
l — lungimea liniei.

Valoarea U_A a primului maximum se calculează aproximativ

$$U_A \approx 2\, u_0.$$

Panta tensiunii de restabilire se calculează aproximativ:

$$\frac{du_r}{dt} \approx \frac{2u_0}{\frac{T}{2}} = \frac{2\hat{U}_0}{\frac{2l}{v}} = v\, X_0 I \sqrt{2} = Z \omega I \sqrt{2},$$

unde Z este impedanța caracteristică a liniei scurtcircuitate.

Aplicație numerică. Se cere să se calculeze severitatea solicitării unui întreruptor la defectul kilometric într-o rețea de 220 kV. Linia scurtcircuitată are reactanța $X_0=0{,}47\ \Omega/\text{km}$ fază și este alimentată de la o sursă de putere infinită prin intermediul a 8 linii de 220 kV de 80 km lungime, conectate în paralel și care au aceeași valoare a reactanței X_0 ca linia scurtcircuitată.

Scurtcircuit la 1 km

$$I=\frac{220}{\sqrt{3}\left(80\frac{0{,}47}{8}+1\cdot 0{,}47\right)}=24{,}6\ \text{kA},$$

$$U_A=2u_0=2\cdot 0{,}47\cdot 1\cdot\sqrt{2}\cdot 24{,}6=34{,}6\ \text{kV},$$

$$\frac{T}{2}=\frac{2l}{v}=\frac{2\cdot 1}{300\,000}=6{,}66\cdot 10^{-6}\ \text{s},$$

$$\frac{du_r}{dt}=\frac{34{,}6}{6{,}66}=5{,}2\ \text{kV}/\mu\text{s},$$

$$S_1=24{,}6\ \text{kA}\cdot 34{,}6\ \text{kV}\cdot 5{,}2\frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}=4\,290\ \frac{\text{kA(kV)}^2}{\mu\text{s}}.$$

Scurtcircuit la 5 km

$$I=\frac{220}{\sqrt{3}(4{,}7+5\cdot 0{,}47)}=18{,}05\ \text{kA},$$

$$u_A=2\ u_0=2\cdot 0{,}47\cdot 5\sqrt{2}\cdot 18{,}05=119{,}7\ \text{kV},$$

$$\frac{T}{2}=\frac{2\cdot 5}{300\,000}=33{,}3\cdot 10^{-6}\ \text{s},$$

$$\frac{du_r}{dt}=\frac{119{,}7}{33{,}3}=3{,}59\ \text{kV}/\mu\text{s},$$

$$S_5=10{,}05\cdot 119{,}7\cdot 3{,}59=7\,750\ \frac{\text{kA (kV)}^2}{\mu\text{s}}.$$

Scurtcircuit la 10 km

$$I=\frac{220}{\sqrt{3}(4{,}7+10\cdot 0{,}47)}=13{,}53\ \text{kA},$$

$$u_A=2\cdot 0{,}47\cdot 10\sqrt{2}\cdot 13{,}53=179{,}2\ \text{kV},$$

$$\frac{l}{2}=\frac{2\cdot 10}{300\,000}=66{,}7\cdot 10^{-6}\ \text{s},$$

$$\frac{du_r}{dt}=\frac{179{,}2}{66{,}7}=2{,}685\ \text{kV}/\mu\text{s},$$

$$S_{10}=13{,}53\cdot 179{,}2\cdot 2{,}685=6\,500\ \frac{\text{kA (kV)}^2}{\mu\text{s}}.$$

Se constată deci că, după criteriul de severitate ales, solicitarea maximă a întreruptorului are loc la un scurtcircuit pe linie, localizat între 5 și 10 km. O localizare mai exactă se poate obține dacă se calculează severitatea și pentru 6, 7, 8, 9 km.

Definirea tensiunii oscilante de restabilire prin metoda celor patru parametri. Se constată că tensiunea oscilantă de restabilire, în cazul eliminării defectului kilometric, oscilează pe două frecvențe* : a liniei și a rețelei. Ca urmare, definirea acestei tensiuni numai prin doi parametri :

f — frecvența proprie de oscilație ;

γ — factorul de oscilație,

după cum s-a indicat în capitolul 1, nu mai este suficientă. Curba din figura 8.31 este caracterizată de patru parametri, și anume : doi parametri definesc punctul A, primul maximum al curbei, prin

panta $\frac{\sigma U}{t_A}$ [V/s];

factorul de suboscilație $\sigma = \frac{U_A}{U}$;

iar doi parametri definesc punctul B (maximum maximorum) prin

frecvența proprie $f_0 = \frac{1}{2t_B}$

factorul de supraoscilație $\gamma = \frac{U_B}{U}$.

Normele de încercare a întreruptoarelor după metoda celor patru parametri sînt în discuția comitetelor de lucru CEI și CIGRE [68].

8.1.3.9. **Deconectarea unui scurtcircuit la bornele transformatorului.** Acest proces de comutație produce la bornele întreruptorului o tensiune oscilantă de restabilire cu pantă mare, întocmai ca la deconectarea defectului kilometric. În figura 8.32 s-a reprezentat :

a) Poziția întreruptorului în rețeaua cu scurtcircuit la bornele transformatorului.

b) Schema electrică echivalentă, unde s-a neglijat influența rezistențelor.

c) Diagramele tensiunilor : u a sursei, u_1 a bornei întreruptorului spre rețea, u_2 a bornei întreruptorului spre transformator și $u_{1,2}=u_1-u_2$ care reprezintă tensiunea oscilantă de restabilire la bornele întreruptorului.

Pe durata scurtcircuitului raportul între tensiunea la bornele transformatorului U_T și tensiunea U a sursei, presupusă de putere infinită este

$$\frac{U_T}{U} = \frac{X_T}{X_R+X_T} \tag{8.59}$$

* Rețele formate din linii cu constante distribuite diferit reprezintă alte cazuri cînd tensiunea oscilantă de restabilire are mai multe frecvențe de oscilație.

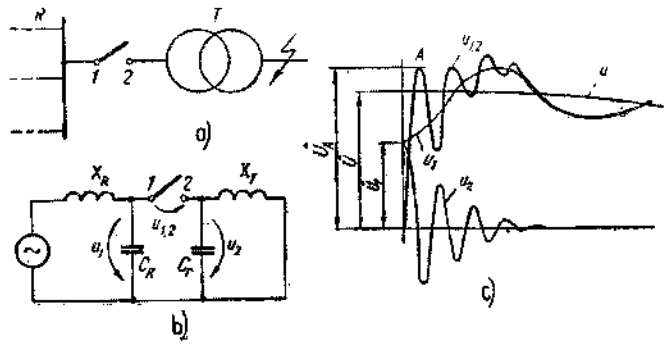


Fig. 8.32. Deconectarea unui scurtcircuit la bornele unui transformator.

unde cu X_R s-a notat reactanța rețelei și cu X_T reactanța transformatorului. Cu cît transformatorul are o putere nominală mai mică cu atît reactanța sa este mai mare iar tensiunea U_1 la bornele transformatorului este mai mare. Pentru cazurile practice raportul $U_T/U \approx 0{,}6—0{,}9$.

Frecvența proprie de oscilație a transformatorului în scurtcircuit variază între 10 kHz, la tensiuni de ordinul 400 kV și 20—30 kHz, la tensiuni de ordinul 50 kV. Frecvența proprie de oscilație a rețelei din amonte este de ordinul 1—3 kHz. Întocmai ca la defectul kilometric solicitarea dielectrică produsă de tensiunea oscilantă de restabilire $u_{1,2}$ este dată atît de valoarea amplitudinii U_A, cît și de frecvența proprie de oscilație a transformatorului în scurtcircuit. Se poate obține astfel o pantă de ordinul 5,9 kV/μs, pentru $U_A = 148$ kV, ceea ce reprezintă o solicitare extrem de dură pentru întreruptor.

În concluzie, deconectarea unui scurtcircuit în apropierea unui transformator poate conduce la solicitări dielectrice importante, dacă puterea transformatorului este mică, spre exemplu 5—10%, față de puterea de scurtcircuit a întreruptorului.

8.1.3.10. **Defectul evolutiv.** Un defect evolutiv este un defect de scurtcircuit între o fază și pămînt sau între două faze ca urmare a supratensiunilor produse la deconectarea sarcinilor mici introduse sau capacitive. Întreruptorul deconectează în prima etapă un curent mic inductiv sau capacitiv, iar în etapa a doua un curent de scurtcircuit. Ținînd seama de probabilitatea redusă de apariție a defectului evolutiv se admite ca valoarea curentului de scurtcircuit, care se deconectează la defectul evolutiv, să fie de 60% din valoarea curentului de scurtcircuit la verificarea normală a capacității de deconectare.

8.1.3.11. **Rolul întreruptoarelor rapide în asigurarea stabilității sistemelor energetice.** În figura 8.33, *a* s-a reprezentat schema tipică a unui transport de energie în cadrul unui sistem energetic interconectat. G_1 este generatorul sincron înlocuitor al centralei I, iar G_2 generatorul sincron înlocuitor al centralei II. Consumatorul se află conectat la barele generatorului G_2, astfel că

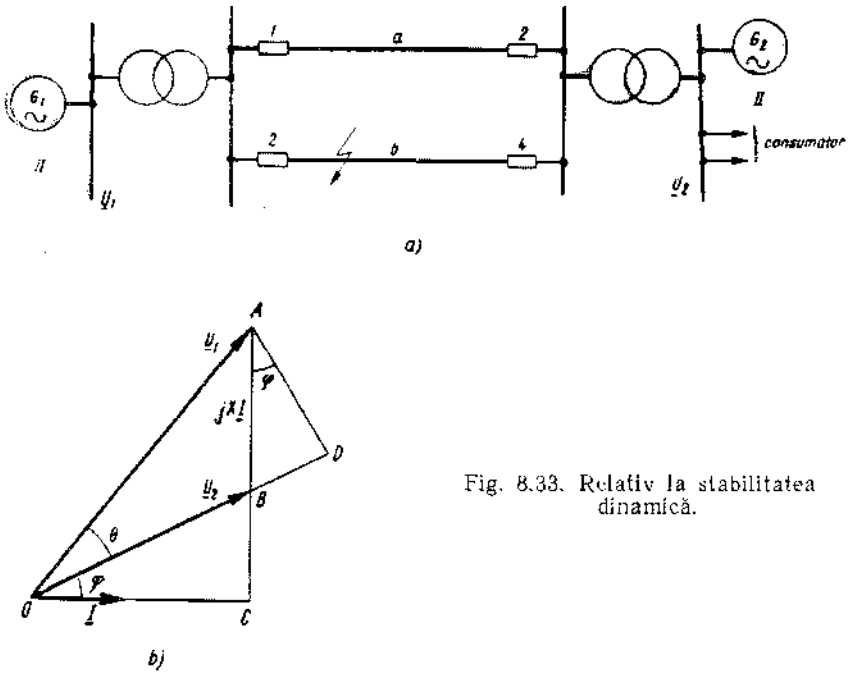


Fig. 8.33. Relativ la stabilitatea dinamică.

se execută un transport de energie de la generatorul G_1 la generatorul G_2 prin intermediul liniilor a şi b conectate în paralel. Dacă U_1 şi U_2 sînt tensiunile la bornele generatoarelor G_1 şi G_2, iar I este curentul produs de generatorul G_1, puterea activă transportată de la centrala I la centrala II este

$$P = U_2 I \cos \varphi. \tag{8.60}$$

În figura 8.33, *b*, s-a reprezentat diagrama fazorilor, ţinînd seama numai de reactanţa liniilor a şi b, rezistenţa fiind neglijabilă. Unghiul θ între tensiunile U_1 şi U_2 poate fi considerat ca fiind şi unghiul între roţile polare ale celor două generatoare, presupuse de construcţie similară. În figura 8.33 se constată că

$$\overline{AD} = U_1 \sin \theta = XI \cos \varphi$$

sau

$$\cos \varphi = \frac{U_1 \sin \theta}{XI},$$

expresie care se introduce în relaţia (8.60) a puterii şi se obţine

$$P = \frac{U_1 U_2 \sin \theta}{X}. \tag{8.61}$$

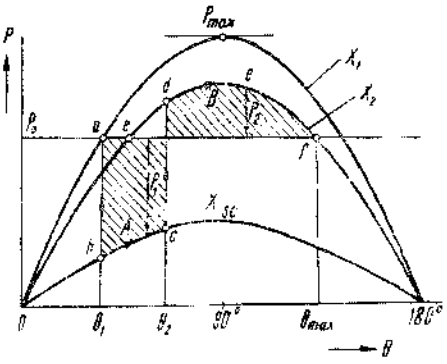


Fig. 8.34. Diagrama puterii transmise.

Deci puterea activă transportată de la centrala I la centrala II depinde de unghiul θ și are valoarea maximă pentru $\theta=\pi/2$

$$P_{max}=\frac{U_1U_2}{X}. \qquad (8.62)$$

La apariția unui defect (scurtcircuit) pe linia *b*, întreruptoarele *2* și *4* vor deconecta de la ambele capete această linie. Se constată astfel că reactanța X capătă trei valori în intervalul de timp scurs între apariția defectului și eliminarea lui, și anume :

$X=X_1$ — reactanța racordului înainte de scurtcircuit ; cu cele două linii *a* și *b* în funcțiune ;

$X=X_{sc}$ — reactanța de scurtcircuit ; pe durata scurtcircuitului nu se mai face transport apreciabil de energie important între centralele I și II și ca urmare situația de asimilat este corespunzătoare creșterii aparente a reactanței între centralele I și II ;

$X=X_2$ — reactanța racordului după deconectarea liniei *b*.

În timpul regimului tranzitoriu, punctul de funcționare a puterii transmise, conform relației (8.61), se deplasează pe trei sinusoide, ca în figura 8.34, corespunzător celor trei reactanțe X_1, X_{sc}, X_2. Pe durata regimului tranzitoriu puterea mașinii primare P_0 rămîne constantă, deoarece regulatorul de sarcină nu are timpul necesar de a interveni.

Punctul normal de funcționare, în diagrama din figura 8.34, este *a*, determinat de puterea P_0 și unghiul θ_1. În momentul apariției scurtcircuitului, acest punct se deplasează în *b*, pe curba puterii corespunzătoare reactanței de scurtcircuit X_{sc}. Pe durata scurtcircuitului, puterea electrică cedată de generatorul I este inferioară puterii mecanice dezvoltate de mașina primară corespunzătoare și din această cauză roata polară a generatorului I are tendința de accelerare. În acest mod, punctul de funcționare trece din *b* (cu unghiul θ_1), în *c* (cu unghiul θ_2). În regimul de scurtcircuit, sarcina generatorului este practic reactivă, iar în masele în rotație se acumulează energie cinetică.

După eliminarea scurtcircuitului, punctul de funcționare trece în *d*, pe curba puterii corespunzătoare reactanței X_2. Dar în punctul *d*, puterea electrică este superioară puterii mecanice și deci rotorul va fi frînat. Punctul de funcționare este readus în *e*, la echilibrul între puterea electrică și mecanică prin intermediul unor oscilații. Se poate ajunge în punctul *f*, cînd puterea electrică este inferioară puterii mecanice, iar mașina se decroșează prin accelerare.

În asemenea situație se ajunge dacă energia de accelerare, proporțională cu aria A, este superioară energiei de frînare proporțională cu aria B. Dacă se notează

$$\text{energia de accelerare } W_a = \int_{\theta_1}^{\theta_2} M_a \, d\theta = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{P_1}{\Omega} \, d\theta$$

și

$$\text{energia de frînare } W_f = \int_{\theta_2}^{\theta_{max}} M_f \, d\theta = \int_{\theta_2}^{\theta_{max}} \frac{P_2}{\Omega} \, d\theta$$

rezultă că pentru a nu avea decroșare, prin accelerare, este necesar ca $W_a < W_f$, iar punctul de funcționare este adus în e.

Pentru a micșora energia de accelerare W_a este necesar ca durata scurtcircuitului să fie redusă la maximum. Această cerință este îndeplinită cu ajutorul întreruptoarelor cu aer comprimat ultrarapide, la care durata arcului electric în întreruptor este de aproximativ o semiperioadă, adică arcul este stins la prima lui trecere prin valoarea zero. Întreruptoarele cu ulei mult sau ulei puțin, care extrag energia necesară stingerii arcului, chiar din energia arcului electric, necesită cîteva semiperioade pentru stingerea arcului electric, în scopul formării unei presiuni suficiente în camera de stingere. Un rol important în limitarea duratei scurtcircuitului îl joacă dispozitivele de declanșare ale întreruptorului, care trebuie să aibă un timp propriu cît mai redus.

Mai trebuie ținut seama de eșalonarea timpilor de declanșare a întreruptoarelor pe baza principiilor protecției selective, astfel încît durata scurtcircuitului nu poate fi mai mică de 0,1—0,2 s.

Măsuri suplimentare pentru asigurarea stabilității dinamice a rețelelor sînt și r e a n c l a n ș a r e a r a p i d ă pe fiecare pol al întreruptorului și f o r ț a r e a e x c i t a ț i e i. Reanclanșarea rapidă se execută după deconectarea scurtcircuitului după o pauză de 0,2 s și numai la faza defectă. Deoarece cele mai multe defecte pe liniile de transport de energie sînt trecătoare, această măsură este eficientă în menținerea stabilității dinamice a sistemelor energetice. În condițiile existenței unor întreruptoare rapide, forțarea excitației joacă un rol din ce în ce mai redus, din cauza constantei de timp mari a mașinii sincrone.

8.1.4. Întreruptoare cu lichid

În întreruptoarele în care mediul de stingere este lichid, acesta este descompus sub acțiunea arcului electric rezultînd astfel gaze, care creează o presiune apreciabilă (20—150 at) în jurul coloanei arcului electric. Aceste gaze extrag căldura din coloana arcului electric, care astfel este răcit, iar arcul

electric este stins. Pentru a se realiza presiunea necesară asupra coloanei arcului electric trebuie ca arcul electric să ardă timp de cîteva semiperioade. După cum s-a menționat în capitolul 6 relația (6.138) volumul de gaze dezvoltat de arcul electric care arde într-un mediu lichid este dat de relația lui Bauer

$V_n = c_n W_a$, la temperatura 20° și presiunea $p_0 = 1$ at,

$V = c W_a$, la temperatura T și presiunea $p_0 = 1$ at, (8.63)

unde V_n este dat în cm³, W_a în kWs este energia arcului, iar c_n în cm³/kWs este dat în tabela 8.4.

TABELA 8.4

Cifra c_n la 20°C și $p_n = 1$ at

Mediul de stingere	$c_n\left(\frac{\text{cm}^3}{\text{kWs}}\right)$
ulei	60
apa	5—10
expansina 30% glicol,70 % apă	25

Deoarece gazele se formează în prezența arcului electric, temperatura medie T a lor va determina un volum sporit, raportat la $p_0 = 1$ at, după relațiile

$$p_n V_n = p_n c_n W_a = MRT_0$$

$$p_n V = p_n c W_a = MRT. \quad (8.64)$$

Din relațiile (8.64) și corectarea cu un coeficient K_u experimental rezultă

$$c = c_n \frac{T}{T_0} k_u = c_n \frac{T}{293} k_u. \quad (8.65)$$

Coeficientul k_u ține seama de prezența vaporilor de ulei în gazele în care arde arcul electric. În aprecierea temperaturii T este necesar să se țină seamă de condițiile locale ale schimbului de căldură între coloana arcului și mediul învecinat. Astfel, dacă arcul arde în camere în care volumul gazelor practic este nelimitat se poate lua $T = 800—1\,000$°K ; iar dacă arcul arde în camere înguste cu volum limitat se poate lua $T = 2\,000—2\,500$°K.

Factorul $\frac{T}{T_0} k_u$ din relația (8.65) a fost calculat de diferiți autori în condiții diferite de răcire a arcului electric și este cuprins între 5 și 6 la întreruptoare cu rupere simplă în ulei și 9,5—10 la camerele de stingere ale întreruptoarelor cu ulei puțin și la camerele cu flux transversal.

Masa M de lichid, care se descompune în timpul t, se poate calcula cu o relaţie similară ecuaţiei (8.63) şi anume

$$M=\delta\ W_a \tag{8.66}$$

unde M este dat în kg, iar δ este dat în kg/kWs.

Relaţia (8.66) se mai poate scrie

$$M=\delta\ W_a=\varrho\ V=\frac{l}{v}\,c\ W_a$$

de unde rezultă expresia lui δ

$$\delta=\frac{c}{v}=\frac{cp_n}{RT} \tag{8.67}$$

adică δ este o funcţie de cifra Bauer c, presiunea normală p_n şi temperatura absolută T.

8.1.4.1. **Întreruptoare cu ulei.** Dezvoltarea întreruptorului cu ulei este în strînsă dependenţă de evoluţia generală a producerii şi distribuţiei energiei electrice. În etapa iniţială, energia electrică era produsă la tensiuni de ordinul voltilor şi la curenţi de ordinul amperilor. În asemenea condiţii, întreruperea curenţilor şi separarea elementelor de contact se făcea în aer. Ulterior, pe măsură ce tensiunea a crescut, întreruperea se realiza în ulei, în ideea de a utiliza un mediu cu calităţi izolante mai bune decît ale aerului. Această ipoteză părea a fi corectă şi rezulta că, pe baza ei, se va putea dezvolta construcţia întreruptoarelor cu mare capacitate de rupere, cu cuvă deschisă. Dar în jurul anului 1920 s-a constatat că dacă întreruperea are loc într-o cuvă închisă, se creează, prin descompunerea uleiului, gaze la oarecare presiune şi că în acest mod procesul întreruperii este uşurat.

Cercetările ulterioare au confirmat că stingerea arcului electric în ulei se bazează pe această ultimă idee şi că gazele dezvoltate au un conţinut bogat în hidrogen (aproximativ 70%), iar acesta are o conductivitate termică de circa 17 ori mai mare decît a aerului atmosferic.

Ca urmare rolul uleiului în întreruptor este dublu:

a. de a forma gaze sub presiune care împreună cu uleiul sub stare turbulentă răcesc arcul electric şi deci îl sting;

b. de a ocupa spaţiul între elementele de contact; în acest caz uleiul joacă rolul de izolant.

Din punct de vedere constructiv se disting două categorii de întreruptoare cu ulei şi anume întreruptorul cu *ulei mult* şi întreruptorul cu *ulei puţin*. În întreruptorul cu ulei mult numai o fracţiune mică din ulei participă la stingerea arcului electric, în timp ce în întreruptoarele cu ulei puţin aproape toată masa de ulei participă la stingerea arcului electric. Din cauza consumului mare de materiale, întreruptoarele cu ulei mult sînt pe cale de dispariţie. Folosirea lor este limitată la puteri mici (150—500 MVA) în instalaţii nesupuse supravegherii.

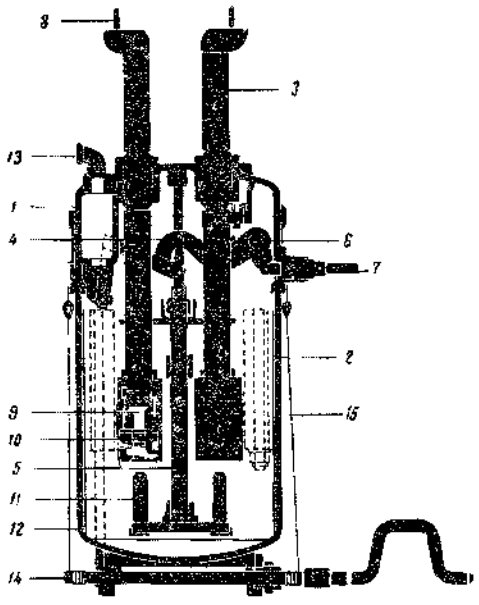


Fig. 8.35. Întreruptor cu ulei mult.

În figura 8.35 s-a reprezentat schematic o secțiune printr-un întreruptor cu ulei mult de medie tensiune, de tip interior, fabricat Alsthom. Aparatul se compune dintr-un capac echipat *1* și o cuvă *2*. Echipamentul capacului constă din izolatoarele de trecere *3*, pîrghia principală de comandă *4*, tija izolantă *5*, axul de comandă principal *6*, tija de acționare *7*, care primește comanda de la cutia de comandă.

Izolatorul *3*, care în genere se realizează de tipul condensator cu izolant organic stratificat pentru montaj în interior și ceramic pentru montaj în exterior, este prevăzut la partea superioară cu priza de curent *8*, iar la partea inferioară cu contactul fix *9*. Tot la extremitatea inferioară a izolatorului de trecere se montează prin înșurubare camera de stingere *10*.

Tija izolantă *5* este prevăzută la partea inferioară cu o traversă metalică echipată cu două contacte mobile *11*. În poziția închis, acestea se află în camera de stingere, stabilind contactul cu tulipa contactului fix *9*. Tija izolantă *5* execută o mișcare rectilinie, la închiderea și deschiderea întreruptorului, mișcare transmisă prin tija *7*, axul *6*, pîrghia principală *4*, la cei trei poli ai întreruptorului care se află în aceeași cuvă. Pentru a împiedica formarea arcului electric între poli și între poli și cuvă, acestea poartă o izolație interioară *12*, iar polii sînt izolați prin pereți separatori.

Partea activă a polilor (cu camera de stingere) este imersată în ulei. Deasupra uleiului se găsește o saltea de aer al cărei rol este de a limita presiunea care se dezvoltă în aparat în momentul deconectării și de a da posibilitatea uleiului să se dilate la variații de temperatură.

Capacul întreruptorului mai este echipat cu un dispozitiv pentru răcirea gazelor care trebuie evacuate în atmosferă prin conducta *13*. Între cuvă și capac se realizează etanșarea printr-o garnitură de material plastic. Capacul întreruptorului este fixat pe un schelet metalic, iar coborîrea cuvei este realizată cu ajutorul axului *14* și cablurilor *15*.

Cantitatea de aer existentă în saltea joacă un rol hotărîtor în ceea ce privește presiunea în momentul stingerii arcului. Cu cît volumul saltelei de aer este mai mare cu atît presiunea de stingere va fi mai redusă, întrucît nivelul închidului se ridică, comprimînd aerul, după cum se indică în figura 8.36.

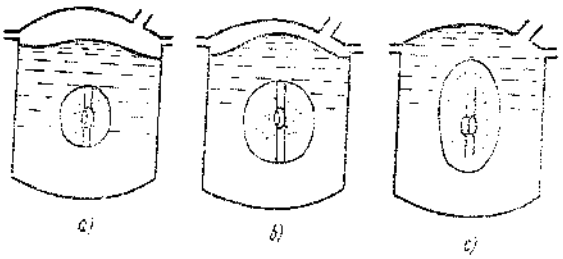


Fig. 8.36. Referitor la rolul saltelei de aer.

Pentru a calcula presiunea p în cuva de ulei, în prezența arcului electric, se notează:

ΔV — volumul de ulei transformat în gaze;
V_0 — volumul saltelei de aer la presiunea p_0, în absența arcului electric;
V_1 — volumul saltelei de aer în prezența arcului electric;
V — volumul de gaze și vapori de ulei rezultat din descompunerea uleiului sub acțiunea arcului electric.

Dacă se admite o evoluție izotermă a aerului din saltea se scrie

$$V_0 - V_1 = V - \Delta V; \text{ dacă } \Delta V = \frac{\delta W_a}{\gamma_u} \to 0 \text{ se scrie}$$

$$V_0 - V_0 \frac{p_0}{p} = c \quad W_a \frac{p_0}{p} \text{ sau } V_0 p - V_0 p_0 = c \; W_a p_0,$$

de unde rezultă

$$p = c \; W_a \frac{p_0}{V_0} + p_0, \text{ sau}$$

$$p = c_0 \frac{W_a T}{293} k_u \frac{p_0}{V_0} + p_0. \tag{8.68}$$

Se poate constata deci că dacă volumul V_0 tinde către zero, p tinde către infinit și că se poate regla presiunea în interiorul cuvei prin alegerea volumului inițial V_0. Practic, V_0 se ia 0,15—0,30 din volumul total de ulei pentru a se ajunge la stingerea arcului electric la presiuni de ordinul 5—10 at.

La concluziile menționate se ajunge dacă se admite că uleiul lichid nu este compresibil. Mai trebuie menționat că practic V_0 nu poate fi nul, deoarece întotdeauna există incluziuni de gaze în ulei.

Presiunea maximă la care se ajunge în cuvă depinde de durata arcului electric și de intensitatea curentului în arc. Sînt frecvente cazurile de explodare a întreruptoarelor cu ulei mult care sînt montate în puncte ale rețelei în care puterea de scurtcircuit a crescut de la montarea întreruptorului și depășește capacitatea de rupere a acestuia. La relația (8.68) se ajunge făcînd ipoteza că cuva întreruptorului este etanșă și, ca urmare, rezistența opusă aerului de către dispozitivul de răcire a gazelor care urmează a fi evacuate este infinită.

Cantitatea de gaze dezvoltate de arcul electric, la deconectarea întreruptorului, depinde de curentul de scurtcircuit. Cu cît acesta va fi mai mare, în cuva întreruptorului se va stabili o presiune mai mare, iar cuva este supusă pericolului de *explozie primară*. Pentru limitarea presiunii, construcțiile mai noi prevăd un orificiu pentru evacuarea uleiului și a gazelor fierbinți, precum și un dispozitiv de separare a gazelor fierbinți de ulei. Existența unei presiuni asupra arcului electric și pulsația curentului fac ca la stingerea arcului electric să contribuie într-o măsură oarecare și *efectul de expandare*.

Întreruptorul cu ulei prezintă și pericolul *exploziei secundare*. Aceasta poate apărea ca urmare a aprinderii amestecului de gaze rezultat din descompunerea uleiului (hidrogen+acetilenă) cu aerul din saltea. De asemenea formarea de *carbură de cupru* Cu_2C_2, ca urmare a reacției între acetilenă și cuprul gol, poate conduce la explozie secundară. Carbura de cupru este un gaz instabil și explozibil. Explozia se produce la o deconectare în gol, la o zdruncinătură. Apariția unei asemenea explozii poate conduce la aprinderea amestecului de hidrogen, acetilenă, aer, care produce o explozie foarte violentă. Pentru evitarea contactului direct între acetilenă și cupru, toate piesele de cupru, care se află sub ulei, trebuie cositorite sau argintate.

În figura 8.37 se reprezintă schematic în trei etape (*a*, *b*, *c*) modul de lucru al camerei de stingere a întreruptorului schițat în figura 8.35. Se poate observa că presiunea creată prin descompunerea uleiului produce în etapa *a* un prim jet de ulei perpendicular pe direcția arcului electric. În această etapă se sting curenții intenși. Pentru stingerea curenților de valori mai mici, contactul mobil se retrage în poziția *b* pentru a determina formarea a două jeturi de ulei perpendiculare pe direcția arcului electric. În etapa *c* s-a figurat poziția deschis a întreruptorului. Orificiul plasat la partea superioară a camerei permite introducerea uleiului proaspăt în camera de stingere, astfel încît camera să fie în stare de funcționare după 0,3 s, ceea ce permite efectuarea ciclului de reanclașare rapidă.

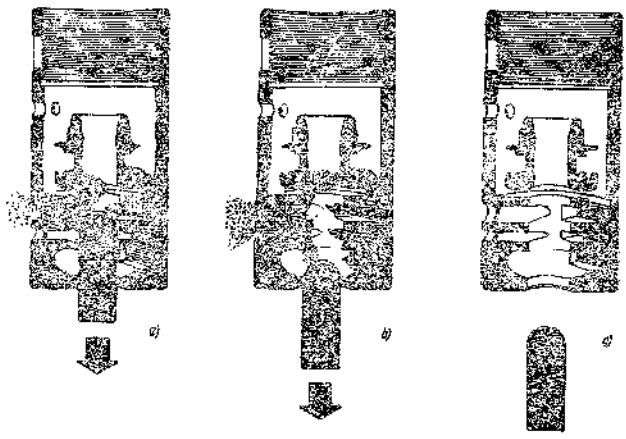


Fig. 8.37. Camera de stingere pentru întreruptor cu ulei mult

Introducerea camerei de stingere la întreruptoarele cu ulei mult are drept consecință activarea răcirii coloanei arcului electric prin creșterea presiunii gazelor dezvoltate și prin crearea unui flux longitudinal sau transversal, de gaze și ulei. Această activare a deionizării arcului electric face posibil să reducă volumul de ulei în cuva întreruptorului.

Totuși dezavantajele esențiale ale întreruptorului cu ulei mult se mențin chiar la construcțiile îmbunătățite, și anume: consumul mare de materiale, pericol de explozie și incendiu, întreținere dificilă.

Întreruptoarele cu ulei puțin au apărut în jurul anului 1930 și sînt caracterizate de intensificarea acțiunii de răcire a arcului electric după principiile jetului și al expandării. În acest mod, volumul de ulei se reduce considerabil, dar întreaga masă de ulei ia parte la procesul stingerii.

În figura 8.38 se indică o secțiune longitudinală în polul unui întreruptor cu ulei puțin construit la Uzinele Electroputere Craiova după licența Delle, pe care se urmărește construcția și funcționarea întreruptorului, reprezentat în poziție închis. Pentru deschiderea întreruptorului se acționează asupra axului *1* care, prin intermediul bielei *2* și al pîrghiei *3*, deplasează tija *4* a cărei parte inferioară este izolantă. Tija mobilă execută o mișcare rectilinie, astfel că la deschidere vîrful tijei *4* părăsește tulipa *5* și intră în camera de stingere *6*. Priza de curent superioară *7* este în legătură cu tulipa *5*, iar priza de curent inferioară *8* este în legătură cu tulipa *9* care, împreună cu tija *4*, formează un contact alunecător. Vîrful tijei *4* și tulipa *5* sînt prevăzute cu piese de tru din material refractar *10*, *11* pentru preluarea piciorului arcului electric. Camera de stingere *6*, de tipul cu jet transversal, comunică cu carterul superior *12*, unde are loc separarea gazelor fierbinți de ulei, după efectuarea unei deconectări. Întreruptorul este prevăzut cu o sticlă de nivel *13*

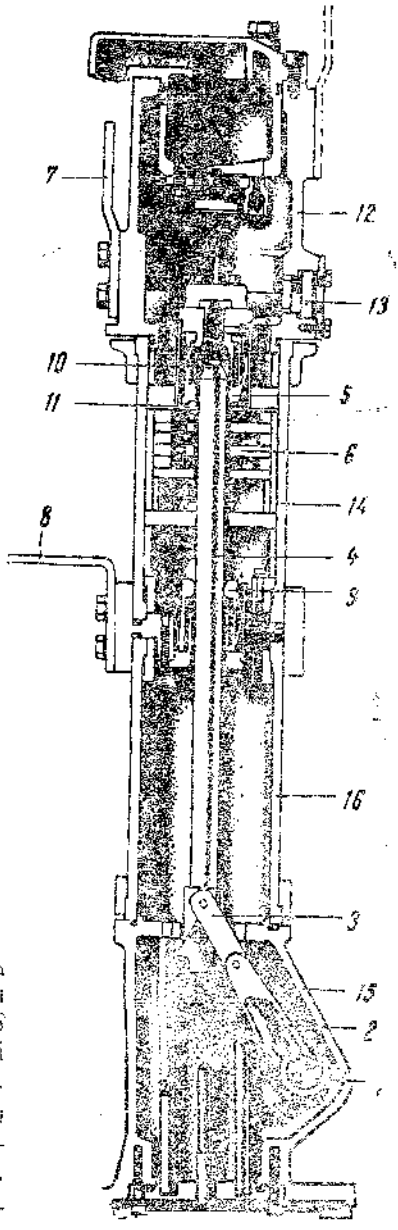


Fig. 8.38. Întreruptor cu ulei puțin medie de tensiune.

pentru controlul vizual al existenței uleiului în întreruptor. Camera de stingere este așezată într-un tub izolant *14* din material stratificat, iar priza de curent inferioară *8* este izolată de carterul *15* prin tubul izolant *16*.

Suflajul transversal este utilizat la întreruperea curenților intenși și la tensiuni relativ reduse, pentru obținerea unei durate mici a arcului electric în timp ce suflajul axial este utilizat mai ales la deionizarea arcului electric de tensiune mare. Numeroase construcții utilizează combinat suflajele axial și transversal. La întreruptoarele care lucrează în aer liber este necesară o anvelopă de porțelan, care protejează tubul izolant care conține camera de stingere, împotriva agenților atmosferici.

Energia arcului electric în întreruptorul cu ulei. Dacă se notează cu u tensiunea arcului și cu i intensitatea curentului energia dezvoltată de arcul electric este:

$$W_a = \int_0^t u\ i\ dt \tag{8.69}$$

și este disipată astfel:

7% la încălzirea contactelor;
11% prin radiație directă;
9% pentru încălzirea și evaporarea uleiului;
28% pentru descompunerea uleiului (în H, C_2H_2);
3% pentru dilatarea gazului;
39% pentru încălzirea gazului;
3% pentru disocierea hidrogenului

Energia și puterea arcului se poate calcula dacă se acceptă o relație a tensiunii arcului, contactele fiind în mișcare, după relația

$$u = E_a\ vt, \tag{8.7}$$

unde: E_a este cîmpul electric în coloana arcului;

v — viteza de deplasare a contactelor;

t — timpul.

În tabela 8.5 se indică valori determinate experimental pentru E_a.

Kesselring apreciază că o relație mai corectă a tensiunii arcului este

$$u = \frac{E_a}{m}\left(e^{vmt} - 1\right). \tag{8.71}$$

TABELA 8.5

Valori ale gradientului E_a

Mediul de stingere	Felul razirii	Gradient E_a V/cm
Aer	Arc stabilizat în flux slab $I \approx 5$ A	10—20
Hidrogen	Arc stabilizat în flux slab $I \approx 5$ A	100—200
Aer și hidrogen	Jet axial la viteza sunetului	200
Ulei	Imobil	70—100
Ulei	Jet axial	200
Apa	Imobil	100
Apa	Jet axial	200

de unde prin dezvoltarea în serie a funcției exponențiale se obține

$$u = \frac{E_a}{m}\left(1 + vmt + \frac{v^2 m^2 t^2}{2} - 1\right) = E_a v\left(t + \frac{mv}{2} t^2\right), \qquad (8.72)$$

unde $m \approx 0{,}4$ este un coeficient de corecție care ține seama de existența forțelor electrodinamice care acționează asupra arcului electric. În figura 8.39 s-a reprezentat grafic puterea instantanee și energia arcului electric, calculate cu relația (8.69), ținînd seama de relația tensiunii arcului și în ipoteza unui curent sinusoidal cu $v = 500$ cm/s și $E_a = 60$ V/cm. Se constată că, în cazul întreruptorului cu ulei mult, în camera de stingere închisă, energia dezvoltată în fiecare semiperioadă este cumulativă și servește la formarea de gaze, conform relației (8.63). Pe de altă parte, întreruptorul va trebui să reziste solicitărilor produse de această energie. În cazul întreruptoarelor cu cameră deschisă, gazele produse în prima semiperioadă și parțial în semiperioada a doua sînt evacuate din întreruptor, astfel încît solicitarea maximă este dată de p_{max} din figura 8.39 în ultima semiperioadă înaintea stingerii.

Energia dezvoltată de arcul electric de curent alternativ se poate calcula aproximativ după cum urmează:

Energia arcului după o semiperioadă este

$$W_{a1} = \int_0^t ui\,dt = E_a v I \int_0^{\frac{1}{100}\,s} t \sin \omega t \, dt. \qquad (8.73)$$

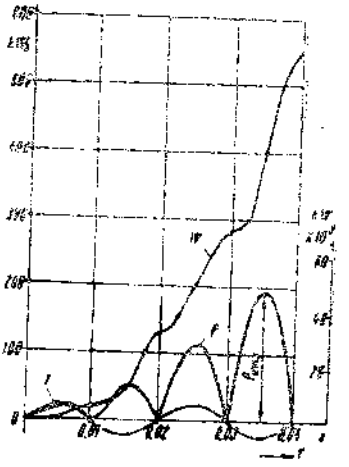


Fig. 8.39. Puterea și energia dezvoltată de arcul electric.

După a doua semiperioadă este

$$W_{a2}=E_a v\hat{I}\int_0^{0.01\ s} t\ \sin\ \omega t\ dt+\int_{0.01\ s}^{0.02\ s} E_a v\ (t_1+t)\ \hat{I}\ \sin\ \omega t\ dt=$$

$$=2\ E_a v\hat{I}\int_0^{0.01\ s} t\ \sin\ \omega t\ dt+E_a v t_1\hat{I}\int_0^{0.01\ s}\sin\ \omega t\ dt$$

sau în general după n semiperioade

$$W_{an}=n\ E_a\ v\ \hat{I}\int_0^{0.01\ s} t\ \sin\ \omega t+(n-1)\ t_1\ E_a\ v\hat{I}\int_0^{0.01\ s}\sin\ \omega t\ dt. \qquad (8.74)$$

Într-adevăr, în timp ce curentul variază sinusoidal, tensiunea variază liniar în prima semiperioadă după relația

$$u=E_a\ v\ t,$$

iar în semiperioada a doua după relația

$$u=E_a\ v\ t_1+E_a\ v\ t=E_a\ v\ (t_1+t),$$

unde $t_1=0{,}01$ s.

Presiunea în camera de stingere a întreruptorului cu ulei mult. Întreruptoarele actuale cu ulei mult sînt echipate cu camere de stingere pentru fiecare contact. Asemenea camere, imersate în uleiul care se află în cuva principală, funcționează după principiul jetului de lichid. În figura 8.40 se indică etapele principale ale funcționării celei mai simple camere de stingere. Etapa *a* începe odată cu formarea arcului electric care dezvoltă gaze și durează pînă în momentul scurgerii acestor gaze prin orificiul inferior. Etapa *b* începe cu scurgerea gazelor prin orificiul interior și se încheie cu restabilirea rigidității dielectrice în camera de stingere. Această etapă este caracterizată de scurge-

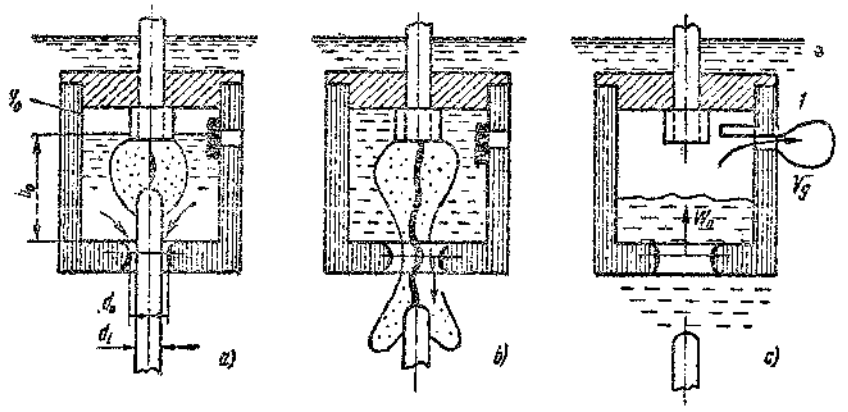


Fig. 8.40. Relativ la calculul presiunii.

rea gazelor prin orificiul camerei și de variații ale presiunii în camera de stingere. În etapa *c* are loc evacuarea gazelor calde din incinta camerei de stingere și umplerea camerei cu ulei proaspăt.

În cele ce urmează se va calcula presiunea în camera de stingere în etapa *a*, celelalte două etape fiind caracterizate de procese fizice mai complexe care, în cele din urmă, conduc la stingerea arcului și la restabilirea rigidității dielectrice în camera de stingere.

Calculul presiunii amestecului de gaz și vapori în etapa a). Se poate considera că în această etapă arcul arde într-un volum limitat și deci este valabilă relația

$$M=\int_0^t \dot{M}\,dt=\delta\, W_a=\frac{pV}{RT}.$$

de unde se scoate expresia presiunii în camera de stingere

$$p=RT\,\frac{W_a}{V}. \tag{8.75}$$

Pentru evaluarea volumului V al amestecului de gaze și vapori este necesar în prealabil să se noteze cu:

A_t — aria secțiunii tijei de contact;
w_t — viteza de deplasare a tijei[1];
A_0 — aria orificiului strangulat de tijă;
V_0 — volumul inițial al gazelor incluse în uleiul din camera de stingere;
w_u — viteza de deplasare a uleiului în orificiul strangulat.

Volumul total al amestecului de gaze și vapori de ulei rezultă

$$V=A_t\int_0^t w_t dt+cW_a\frac{p_n}{p}+(A_0-A_t)\int_0^t w_{u1}\,dt+V_0\,\frac{p_n}{p}. \tag{8.76}$$

În ecuația lui Bernoulli

$$(1+\xi)\,\frac{w_{u1}^2}{2}+\frac{w_u^2}{\rho_u}=\frac{w_u^2}{2}+\frac{p}{\rho_u} \tag{8.77}$$

în care s-a notat:

p_1, w_{u1} — presiunea, respectiv viteza uleiului în orificiul strangulat;
p, w_u — presiunea, respectiv viteza uleiului în camera de stingere;
ρ_u — densitatea uleiului;
$\mu=1/\sqrt{1+\xi}$ — coeficientul de scurgere.

Se observă că $w_u\approx 0$; $p-p_1\approx p$. Se obține astfel

$$\int_0^t w_{u1}\,dt=\mu\sqrt{\frac{2}{\rho_u}}\int_0^t \sqrt{p}\,dt.$$

[1] w, notația vitezei după ISO, ca simbol de rezervă pe lîngă v.

Cu aceste elemente și ținînd seama, din relația (8.67), că $\delta=\frac{cp_n}{RT}$ relația (8.76) se transformă în

$$p=\frac{cp_n W_a}{A_t\int_0^t w_t\,dt+cW_a\frac{p_n}{p}+(A_0-A_t)\mu\sqrt{\frac{2}{\rho_u}}\int_0^t\sqrt{p}\,dt+V_0\frac{p_n}{p}}. \quad (8.78)$$

Calculul presiunii $p=f(t)$ se poate efectua dacă se cunosc

$$W_a=f_1(t);\ w_t=f_2(t);\ A_t;\ A_0;\ c.$$

Se stabilește astfel prin puncte $p=f(t)$, considerîndu-se numeroase momente succesive.

Ecuația (8.78) se poate rezolva și prin metoda aproximațiilor succesive. Astfel, în prima etapă se consideră

$$w_t=\text{const.}$$

$$w_u=\mu\sqrt{\frac{2}{\rho_u}}p=\text{const.}$$

$$\frac{p_0}{p}=\text{const.}$$

$$E_a=\text{const.}$$

Camera de stingere a întreruptorului cu ulei puțin. La întreruptoarele la care stingerea arcului electric depinde de formarea gazelor prin descompunerea mediului (ulei sau apă) este posibil să se precizeze reguli de natură să fixeze dimensiunile principale ale camerei de stingere.

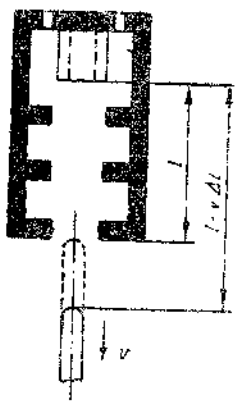


Fig. 8.41. Schița camerei de stingere.

Astfel în figura 8.41 se reprezintă, cu tija figurată punctat, momentul cînd tija părăsește camera de stingere. Acesta este momentul favorabil pentru stingere, întrucît efectele de jet, de expandare, precum și presiunea s-au exercitat pe durata cursei în camera de stingere. Continuarea arcului electric în afara camerei de stingere este inutilă, întrucît toți factorii, care conduc la activarea stingerii, se diminuează (viteza și presiunea gazelor).

Trebuie observat însă că stingerea arcului are loc, în poziția menționată a tijei, numai dacă în acel moment curentul trece prin valoarea zero. Dacă acest lucru nu se realizează, tija va mai parcurge o distanță (poziția trasată plin în figură) pînă cînd apare prima trecere prin zero a curentului. În acest caz, durata de ardere a arcului este

$$t_a=\frac{l}{v}+\Delta t, \quad (8.79)$$

unde s-a notat cu :

l — cursa tijei în camera de stingere ;
v — viteza tijei,
Δt — timpul de dispersie (durata arcului în afara camerei).

La deconectarea monofazată, a unui curent de frecvență f, dispersia cea mai mare este egală cu o jumătate de perioadă

$$\Delta t = \frac{1}{2f}.$$

Dacă se consideră energia dezvoltată de arcul electric în intervalul de timp 0 și $t = \frac{l}{v} + \Delta t$

$$W_a = \int_0^{t = \frac{l}{v} + \Delta t} E_a \, vt \, i \, dt \qquad (8.80)$$

se constată că această energie are o valoare bine precizată în funcție de viteza tijei. Cea mai mică valoare a *energiei dezvoltate de arcul electric* se obține dacă se admite că tija efectuează cursa l într-o semiperioadă. În acest caz, valoarea vitezei tijei este

$$v_0 = \frac{l}{\Delta t}, \qquad (8.81)$$

iar durata totală posibilă a arderii arcului electric este

$$t_a = 2 \, \Delta t.$$

De aici rezultă că, la cea mai bună construcție de întreruptor cu mediu lichid, durata arcului este cuprinsă între Δt și $2 \, \Delta t$. Din relația (8.81) mai rezultă că cu cît cursa l este mai mică cu atît viteza v_0 trebuie să fie mai mică, deoarece Δt este constant și egal cu durata unei semiperioade.

Presiunea maximă posibilă în camera de stingere se poate calcula aproximativ, dacă se admite că întregul volum V de gaze dezvoltat de arcul electric ocupă volumul V_c, tija fiind în poziția de părăsire a camerei de stingere. În acest caz se poate scrie

$$p \, V_c = MRT, \text{ sau}$$

$$p = \frac{\delta W_a R T}{V_c} \qquad (8.82)$$

$$\text{cu } W_a = \int_0^t ui \, dt \text{ și } \delta = c \, p_n / RT.$$

Un calcul mai exact [153] al presiunii într-o cameră de stingere, în care gazele se deplasează în sens invers față de tija mobilă, după cum se indică în schița 6.49, se poate efectua după cum urmează :

Gazele rezultate din descompunerea uleiului determină starea din camera de stingere caracterizată de mărimile: presiunea p_0, densitatea ρ_0, temperatura T_0, viteza $w_0=0$. Gazele se scurg prin tub, iar în secțiunea de evacuare se stabilește regimul critic, cu debitul masic maximum. Parametrii gazului în această stare sînt: presiunea p_{cr}, densitatea ρ_{cr}, temperatura T_{cr}, viteza w_{cr}, aria A_{cr}.

Debitul masic are expresia

$$M=\mu\ \rho_{cr}\ A_{cr}\ w_{cr}=\rho_{cr}\ \dot{V}_{cr} \tag{8.83}$$

unde μ este coeficientul de scurgere, care ține seama de inițienta viscozității, iar $\dot{V}_{cr}$ este debitul volumic maxim în stare critică. Din relația (8.83), ținînd seama de expresia vitezei critice rezultă

$$\mu A_{cr}\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa+1}\frac{p_0}{\rho_0}}=\dot{V}_{cr}. \tag{8.84}$$

Ecuația gazelor perfecte considerată o dată în ajutajul de evacuare, adică în stare critică și o dată la presiunea normală, duce la relațiile

$$\begin{aligned} p_{cr}\ \dot{V}_{cr}&=\dot{M}RT_{cr}\\ p_n\ \dot{V}_n&=\dot{M}RT_n \end{aligned} \tag{8.85}$$

$$\dot{V}_{cr}=\dot{V}_n\frac{T_{cr}}{T_n}\frac{p_n}{p_{cr}}\,. \tag{8.86}$$

Tot din ecuația gazelor perfecte

$$\frac{p_0}{v_0}=RT_0.$$

Astfel încît ecuația (8.84) devine

$$\mu A_{cr}\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa+1}RT_0}=\dot{V}_n\frac{T_{cr}}{T_n}\frac{p_n}{p_{cr}}\,.$$

Deoarece din termodinamică se știe că

$$\frac{p_{cr}}{p_0}=\left(\frac{2}{\varkappa+1}\right)^{\frac{\varkappa}{\varkappa-1}}\quad\text{și}\quad\frac{T_{cr}}{T_0}=\frac{2}{\varkappa+1}$$

ecuația (8.84) se scrie

$$\mu A_{cr}\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa+1}RT_0}=\dot{V}_n\frac{\frac{2}{\varkappa+1}T_0}{T_n}\frac{p_n}{p_0\left(\frac{2}{\varkappa+1}\right)^{\frac{\varkappa}{\varkappa-1}}}$$

de unde se scoate valoarea presiunii p_0 în camera de stingere

$$p_0 = \frac{\dot{V}_a}{\mu A_{cr}} \frac{T_0}{T_a} p_a \frac{2}{\varkappa+1} \left(\frac{\varkappa+1}{2}\right)^{\frac{\varkappa}{\varkappa-1}} \sqrt{\frac{\varkappa+1}{2\varkappa} \frac{1}{RT_0}}; \tag{8.87}$$

$$p_0 = \sqrt{\frac{1}{\varkappa}\left(\frac{\varkappa+1}{2}\right)^{\frac{\varkappa+1}{\varkappa-1}}} \frac{1}{R} \frac{\sqrt{T_0}}{T_a} \frac{\dot{V}_a}{\mu A_{cr}}.$$

În ecuația 8.87) se înlocuiește constanta R în funcție de constanta universală $R=\mathfrak{R}/M$) și se obține

$$p_0 = \sqrt{\frac{1}{\varkappa}\left(\frac{\varkappa+1}{2}\right)^{\frac{\varkappa+1}{\varkappa-1}}} \frac{(M)}{\mathfrak{R}} \frac{\sqrt{T_0}}{T_a} \frac{\dot{V}_a}{\mu A_{cr}}. \tag{8.88}$$

Observație: Relația (8.88) este scrisă în sistemul SI, în care presiunea și deci p_0 se măsoară în N/m^2.

În cazul uleiului se poate considera $M\approx 11$; $\varkappa\approx 1{,}4$; $\mu=0{,}7$, iar relația presiunii devine

$$p\approx 2{,}6\cdot 10^{-6} \sqrt{T} \frac{\dot{V}}{A} \text{ [at]}. \tag{8.89}$$

Dacă se consideră $T=2\,500$°K rezultă

$$p\approx 0{,}13\cdot 10^{-3} \frac{\dot{V}}{A} \text{ [at]}. \tag{8.90}$$

În relația (8.90), debitul $\dot{V}$ de gaz se determină, cunoscîndu-se energia arcului $W_{a\,max}$ (kWs) dezvoltată în ultima semiperioadă înaintea stingerii arcului eectric. $W_{a\,max}$ reprezintă deci cea mai mare energie dezvoltată de arcul electric într-o semiperioadă, deoarece în ultima semiperioadă tensiunea arcului este maximă, conform relației $u=E_a\,vt$, unde $\frac{T}{2}$ este durata unei semiperioade, adică $\frac{T}{2}=0{,}01$ s. Astfel se obține

$$\dot{V} = \frac{c_0\, W_{a\,max}}{\frac{T}{2}}. \tag{8.91}$$

Pentru curenții intenși întrerupți ($I>1\,000$ A) Vogelsanger [153] stabilește experimental relația

$$W_{a\,max} = k I_r^{1.2} \sqrt{U} \tag{8.92}$$

unde k este o constantă ($k=2{,}2\cdot10^{-3}$), care depinde de dimensiunile camerei de stingere și de viteza tijei mobile, I_r este curentul întrerupt în A, iar U_n este tensiunea de restabilire la frecvența industrială exprimată în kV.

Relațiile (8.90) și (8.92) oferă posibilitatea determinării presiunii într-o cameră de stingere pentru o putere de rupere S_r dată. Într-adevăr, cunoscîndu-se $S_r=U_nI_r$ și deci U_n și I_r se poate determina energia maximă $W_{a\ max}$ și apoi presiunea p în camera de stingere. Relațiile stabilite de Vogelsanger trebuie interpretate ca reprezentînd valori medii ale unui număr mare de încercări și că la încercări individuale există dispersii mari față de cele medii. De asemenea, relațiile menționate servesc la stabilirea dimensiunilor inițiale ale unei camere de stingere la întreruptorul cu ulei puțin, urmînd ca pe baza încercărilor experimentale camera de stingere să fie perfecționată.

— *Camere de stingere rigide.* Capacitatea de rupere a întreruptoarelor cu ulei puțin este limitată de presiunile maxime pe care le poate suporta camera de stingere. Presiuni de ordinul 50—70 at sînt normale la construcțiile curente. Utilizarea țesăturii de sticlă impregnată cu rășină poliester sau epoxid în construcția camerelor de stingere a condus, recent, la realizarea unor presiuni de aproximativ 150 at.

— *Camere de stingere elastice.* Camerele de stingere elastice (a se vedea și cap. 6) prezintă avantajul limitării presiunii în camera de stingere în cazul întreruperii curenților intenși și în același timp asigură întreruperea curenților de valoare mică, la care dezvoltarea de gaze este puțin intensă.

Principiile de funcționare ale tipurilor noi de întreruptoare. Inconvenientele întreruptoarelor clasice sînt:

a — reamorsarea la întreruperea liniilor în gol (sarcini mici capacitive);
b — putere de rupere redusă.

În ceea ce privește deconectarea liniilor în gol, *în principiu*, întreruptorul cu ulei puțin nu se comportă bine. *Într-adevăr, energia necesară stingerii arcului electric este preluată chiar de la arcul electric.* Deci pentru realizarea stingerii arcului, acesta trebuie să ardă un timp cu atît mai mare cu cît curentul în arc este mai mic. În consecință, la întreruptoarele cu ulei puțin, la întreruperea curenților mici capacitivi, nu trebuie să se conteze pe *autosuflaj*.

Tensiunea de reamorsare în camera de stingere este funcție de *distanța între contacte* și de *gradientul E de reamorsare*. În consecință, pentru a crește valoarea tensiunii de reamorsare este necesar să se crească unul din cei doi factori sau amîndoi.

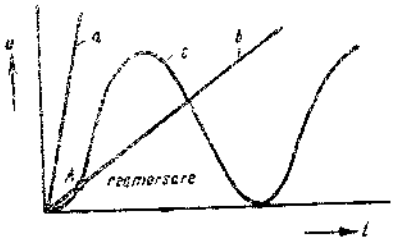


Fig. 8.42. Curbe caracteristice la întreruperea multiplă.

Pentru a mări distanța între contacte sînt posibile următoarele mijloace:

— creșterea vitezei v de deplasare a contactului mobil;

— utilizarea întreruperii multiple. În acest caz, *viteza electrică* este un multiplu al celei mecanice. Astfel în figura 8.42 s-au reprezentat curbele:

a, Tensiunea de ținere a rigidității dielectrice la un întreruptor cu n camere de stingere în serie

$$\left(\frac{\partial u}{\partial t}\right)_n t = n \frac{\partial x}{\partial t}\frac{\partial u}{\partial x} t = nvEt. \tag{8.93}$$

b) Tensiunea de ținere a rigidității dielectrice la un întreruptor cu o singură cameră de stingere

$$\frac{\partial u}{\partial t} t = \frac{\partial x}{\partial t}\frac{\partial u}{\partial x} t = v\ Et. \tag{8.94}$$

c) Tensiunea între bornele întreruptorului, după întreruperea sarcinii capacitive.

Se constată că în cazul curbei *b* există un reamorsaj, deoarece această curbă intersectează curba *c*.

Gradientul de reamorsare E se poate mări prin crearea unui jet puternic de ulei, independent de curentul arcului electric.

În concluzie, se pot realiza următoarele tipuri reprezentative de întreruptoare cu ulei puțin :

— *Întreruptoare cu jet de ulei.* Acest tip de întreruptoare nu se comportă bine la întreruperea sarcinilor mici inductive, întrucît în etapa inițială rigiditatea dielectrică crește brusc iar supratensiunile nu sînt limitate. Este deci necesară introducerea, în construcția întreruptorului, a unui dispozitiv special și a unei rezistențe pentru limitarea supratensiunilor, care apar la deconectarea sarcinilor mici inductive.

— *Întreruptoare cu un număr mare de camere de stingere.* În acest caz, energia dispozitivului de acționare este de n ori energia necesară acționării întreruptorului cu o singură cameră de stingere.

Folosirea unui număr exagerat de camere de stingere este limitată de considerații economice.

— *Întreruptoare cu viteză mare de deconectare.* În acest caz se utilizează, chiar pentru tensiuni ridicate, un număr limitat de camere de stingere. Deoarece pentru imprimarea vitezei v a pieselor în mișcare (tija etc.) este necesar ca dispozitivul de acționare să livreze energia $\frac{1}{2} mv^2$, se constată că la această soluție dispozitivul de acționare va fi mai puternic decît la soluția cu camere de stingere multiple. Într-adevăr, energia cinetică a pieselor în mișcare la un întreruptor cu două camere în serie este :

$$W_2 = 2 \cdot \frac{1}{2} mv_2^2.$$

Pentru a atinge aceeași viteză electrică, la un întreruptor cu o singură cameră, este necesar ca viteza mecanică să crească de două ori, iar energia este

$$W_1 = \frac{1}{2} m\ (2v_2)^2 = 4 \cdot \frac{1}{2} mv_2^2 = 2W_2.$$

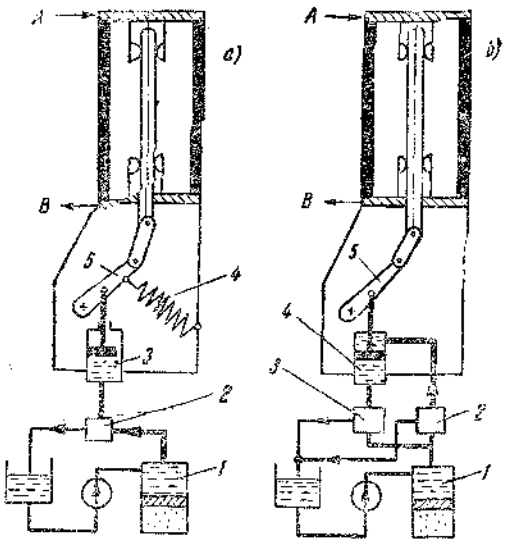


Fig. 8.43. Principiul comenzii oleopneumatice.

În concluzie, la întreruptoarele de construcție nouă se utilizează un număr limitat de camere de stingere, de exemplu o cameră de stingere pentru 110 kV și un dispozitiv puternic de acționare, pentru a realiza viteze mecanice mari.

Utilizarea *comenzii oleopneumatice* permite dezvoltarea, într-un volum redus, a energiilor mari de comandă. În figura 8.43 se dă schematic principiul modului de lucru al comenzii oleopneumatice în două variante. În varianta *a*, anclanșarea întreruptorului se realizează în felul următor:

Uleiul sub presiune din cilindrul *1* este trimis prin intermediul ventilului *2* și al unor conducte cu pereți izolați, în cilindrul *3*. Tija pistonului aflat în cilindrul *3* împinge pîrghia *5* a întreruptorului și armează resortul *4* de declanșare. Pe toată durata închiderii întreruptorului, uleiul exercită presiune în cilindrul *3*, ceea ce face ca resortul *4* să se mențină armat.

Declanșarea se realizează suprimînd, prin intermediul ventilului *3*, presiunea de ulei în cilindrul *2*. În acest mod, resortul *4* trage de pîrghia *5*, iar contactul se desface.

În varianta *b* s-a reprezentat schematic comanda oleopneumatică cu dublu efect. În acest caz nu mai există resort, care să se armeze, ci două ventile *2*, *3*, care permit admisia uleiului sub presiune pe ambele fețe ale pistonului din cilindrul *4*. La anclanșare, uleiul este admis pe o față a pistonului, iar la declanșare pe cealaltă față.

Întreruptoare perfecționate de medie tensiune. În rețelele de medie tensiune, întreruptoarele au de întrerupt curenți intenși de scurtcircuit și curenți relativ mici la deconectarea sarcinilor mici inductive și capacitive. Exploatarea modernă a rețelelor de medie tensiune mai reclamă utilizarea reanclanșării rapide în scopul eliminării defectelor întîmplătoare, fără a scoate din funcțiune, pe o durată mai mare, părți importante ale rețelei de medie tensiune. În lumina acestor cerințe, un întreruptor clasic de medie tensiune nu se comportă bine. Într-adevăr, dacă se calculează camera de stingere pentru a fi eficace la stingerea curenților intenși prin autoformarea jetului, se constată că energia arcului electric nu conduce la formarea unei cantități de gaze suficiente pentru stingerea curenților de valoare mică, chiar dacă se admite o durată a arcului electric de două semiperioade. Este deci necesar ca întreruptorul să fie echipat cu un dispozitiv special pentru formarea unui jet de ulei independent de

mărimea curentului întrerupt. În acest mod se asigură și stingerea curenților e valoare mică.

Dacă se prevede întreruptorul cu o comandă de reanclanșare rapidă este necesar ca după 0,2—0,3 s de la stingere, camera de stingere să fie plin din nou cu ulei. Deoarece această cerință, în general, nu poate fi îndeplinită prin umplerea camerei, datorită scurgerii libere a uleiului este necesar ca întreruptorul să fie echipat cu un dispozitiv special.

În figura 8.44 se prezintă o secțiune transversală într-un întreruptor perfecționat de medie tensiune, care este echipat cu camera de stingere din figura 6.50. Această cameră de stingere asigură un jet de ulei dependent de intensitatea curentului care acționează sensibil la deconectarea curenților intenși și un jet independent care este eficient la deconectarea curenților puțin intenși. Ambele jeturi nu sînt unidirecționale ci cu simetrie axială, ceea ce determină o răcire volumică a arcului electric.

Calea de curent se stabilește prin flanșa superioară *6*, contactul fix *9*, tija mobilă *17*, rolele de contact *21*, cilindrii de ghidaj *22*, carterul inferior *25*, flanșa *30*. La deschiderea întreruptorului viteza tijei este de 3—5 m/s, iar la sfîrșitul cursei tija mobilă este frînată de amortizorul *31*. În construcția întreruptorului mai intră următoarele repere principale: *37* — izolator suport superior; *35* — carter superior; *36* — garnitură; *34* — piesă pentru comunicare cu atmosfera și umplere cu ulei; *1* — sticlă de nivel; *2* — tije indicatoare;

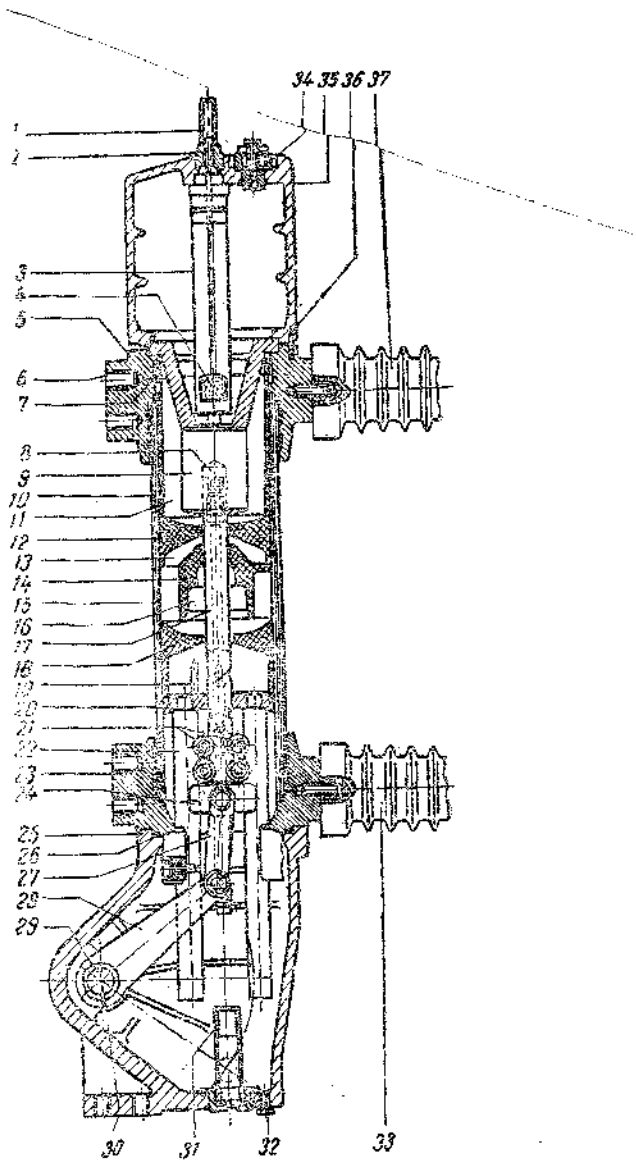


Fig. 8.44. Întreruptor Siemens de 20 kv, 60. A, 500 MVA.

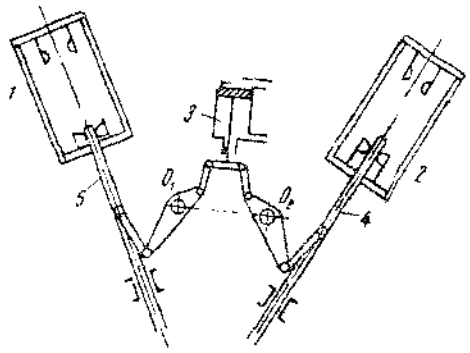


Fig. 8.45. Dispoziția V a camerelor de stingere.

3 — țeavă de ghidaj; *4* — plutitor; *5* — flanșă superioară; *6* — flanșă superioară de racord; *7* — inel de etanșare; *8* — capul tijei contact; *9* — contact fix; *10* — tub izolant; *11* — încăpere superioară *12* — capacul camerei; *13* — canal inelar; *14* — piesă pentru ghidaju. jetului de ulei; *15* — rezervorul cu ulei; *16* — încăpere inferioară; *17* — tijă mobilă de contact; *18* — placă de ghidaj; *19* — știft indicator; *20* — placă de ghidaj; *21* — role pentru cules curentul; *22* — cilindru de ghidaj; *23* — flanșă; *24* — cap de cruce; *25* — carter inferior; *26* — garnitură; *27* — bielă; *28* — manivelă; *29* — ax; *30* — flanșă superioară de racord; *31* — amortizor; *32* — șurub pentru evacuarea uleiului; *33* — izolator suport inferior.

Întreruptoare perfecționate de înaltă tensiune. Întreruptoarele cu ulei puțin se construiesc cu o singură cameră de rupere pînă la tensiunea de 124 kV. Pentru tensiuni mai mari convine să se utilizeze *principiul modulului*, conectîndu-se două sau mai multe camere de stingere în serie. În acest caz trebuie rezolvate două probleme:

— funcționarea sincronă a camerelor de stingere;

— repartiția uniformă a tensiunii oscilante de restabilire.

Sincronizarea camerelor de rupere se realizează în moduri diferite. Dacă întreruptorul are numai două camere de rupere, sincronizarea se realizează cuplînd mecanic tijele de contact. Dacă întreruptorul are mai mult de două camere de stingere se comandă cu *aceeași presiune*, cu ajutorul dispozitivului oleopneumatic mai multe pistoane de acționare. Deoarece transmisa se execută prin țevi de același diametru, presiunea de lucru pe fețele pistoanelor de lucru se conservă cu suficientă exactitate. După cum arată figura 8.45 două camere *1*, *2* acționate de un cilindru *3* și avînd tijele *4* și *5* cuplate mecanic împreună se dispun în formă de V. Axele de oscilație mecanică sînt O_1 și O_2

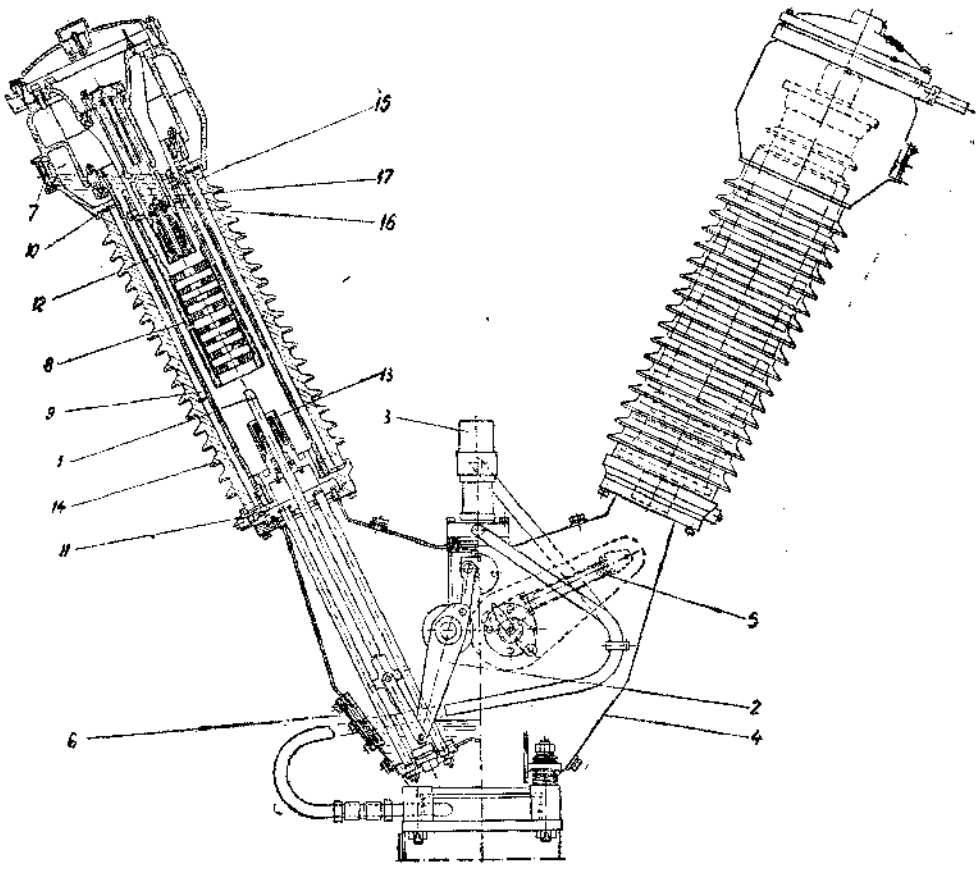


Fig. 8.46. Polul întreruptorului OR 245 kV :
1 — contact mobil ; 2 — mecanism ; 3 — cilindru cu piston de acționare ; 4 — suport comun pentru două coloane ; 5 — resort „tumbler" ; 6, 7 — indicator de nivel ; 8 — cameră de stingere ; 9 — cilindru izolant ; 10, 11 — cartere metalice ; 12, 13 — contacte ; 14 — izolator ceramic ; 15 — cilindrul dispozitivului anticavitațional ; 16 — piston ; 17 — resort.

Repartiția tensiunii oscilante de restabilire, în mod egal, pe camerele de stingere se realizează atît în mod natural datorită rezistenței echivalente a conductivității curentului post arc, dar mai ales condensatoarelor sau rezistențelor conectate în paralel pe camerele de stingere.

În figura 8.46 este dată o secțiune în polul unui întreruptor Delle OR de 245 kV, 8 000 MVA. Camera de stingere *8*, cilindrică, este constituită din țesătură de sticlă impregnată în rășină epoxidică, pentru a oferi o rigiditate dielectrică ridicată și o rezistență mecanică mare. Camera de stingere

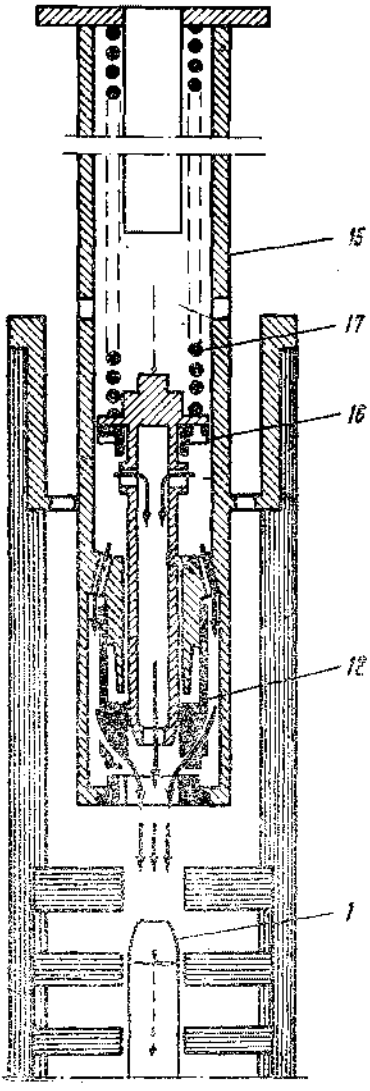


Fig. 8.47. Dispozitiv anticavitațional.

este plasată într-un tub izolant *9* din același material cu proprietăți dielectrice și mecanice ridicate. Carterele metalice *10* și *11*, la care se racordează tubul *9*, servesc drept suport pentru prizele de curent. Izolatorul ceramic exterior *14* servește la protecția ansamblului activ împotriva agenților atmosferici. În mod normal se asigură comunicarea între conținutul cu ulei al izolatorului *14* și al tubului *8*, prin intermediul unei clapete atașate carterului superior. La producerea unei presiuni în camera de stingere, clapeta menționată împiedică transmisia presiunii în interiorul izolatorului ceramic, astfel încît acesta nu este solicitat din punct de vedere mecanic.

Camera de stingere, de construcție rigidă, este compartimentată cu ajutorul unor discuri din material izolant în scopul reținerii unei cantități de ulei în compartimente, după prima deconectare. Astfel o nouă declanșare după 0,2 s, ca urmare a reanclanșării automate, găsește în compartimente o cantitate de ulei suficientă pentru a stinge arcul electric. Stingerea arcului electric la acest tip de întreruptor se obține prin realizarea unei presiuni importante (peste 100 at) a gazelor și printr-un jet axial puternic, care deionizează arcul electric. Viteza mecanică sporită asigură stingerea arcului într-o semiperioadă, durată în care tija mobilă *1* este extrasă din tulipa *12* și din camera de stingere.

Camera de stingere este echipată cu un dispozitiv „anticavitațional" plasat în zona superioară contactului fix *12*, dispozitiv care este schițat separat în figura 8.47. Întreruptorul fiind în poziția închis, tija *1* asigură contactul în tulipa *12* și a comprimat resor-

tul *17* prin intermediul pistonului *16*, care se deplasează în cilindrul *15*. La deschiderea întreruptorului, resortul *17* împinge în jos pistonul *16*, şi astfel determină crearea unui jet de ulei după direcţia de deplasare a tijei *1*. Acest jet are drept efect răcirea intensă a arcului electric şi, ca urmare, stingerea lui. Acest dispozitiv permite ca tensiunea de ţinere în camera de stingere să crească suficient de rapid pentru a face faţă mai ales deconectărilor de sarcini capacitive.

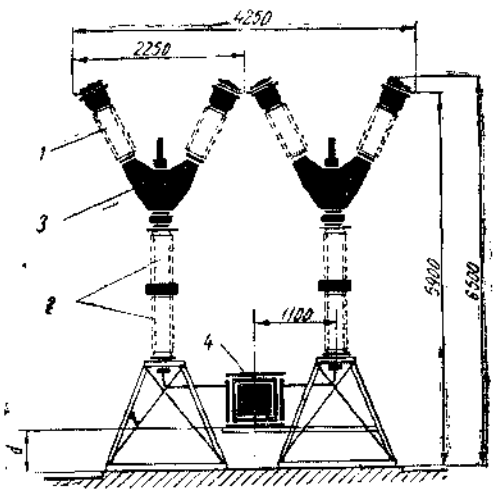


Fig. 8.48. Principiul modulului: întreruptor de 245 kV:
1 — camera de stingere; 2 — izolator suport; 3 — cavet inferior; 4 — mecanism de acţionare oleopneumatic.

Dispozitivul de acţionare a tijelor *1* este realizat din două mecanisme bielă-manivelă *2*, simetrice în raport cu axa sistemului de camere aşezate în V. Mecanismele bielă-manivelă sînt acţionate hidraulic de pistonul cu dublu efect, care se află în cilindrul *3*. Un dispozitiv „tumbler" *5* asigură menţinerea întreruptorului în poziţiile închis sau deschis.

Întreruptorul cu ulei puţin poate fi instalat în aer liber în două variante: pe fundaţie ca în figura 8.48 sau „suspendat". Suspendarea se recomandă mai ales în zonele supuse seismelor, deoarece oferă un grad mare de libertate întreruptorului fără ca acesta să sufere solicitări mecanice mari.

Pentru tensiuni nominale foarte mari se utilizează *principiul constructiv al modulului*. Astfel în figura 8.48 s-a schiţat construcţia unui pol de întreruptor cu tensiunea nominală de 245 kV şi puterea de rupere 10 000 MVA. Polul are patru camere de stingere identice conectate în serie. Cu două camere de stingere în serie se realizează aparate pentru tensiunea de 123 kV, iar cu şase camere de stingere aparate cu tensiunea nominală pînă la 420 kV.

8.1.4.2. **Întreruptoare cu apă.** Folosirea apei ca mediu de stingere, după principiul expandării, este folosită în întreruptoarele de medie tensiune de la 10 la 60 kV. După cum s-a arătat în capitolul 6, adaosul de etilglicol, considerat la început ca necesar evitării îngheţului a devenit necesar pentru sporirea cantităţii de gaze dezvoltate de arcul electric. Utilizarea apei ca mediu de stingere este indicată din cauza conţinutului de peste 70% hidrogen, ce rezultă din descompunerea ei sub acţiunea arcului electric.

Camerele de stingere ale întreruptoarelor cu apă au o construcţie similară cu cea a întreruptoarelor cu ulei. Pentru a întrerupe atît curenţii mici cît şi cei mari, camerele de stingere sînt de tipul elastic. Deoarece capacitatea de

izolare a apei este limitată (în comparație cu uleiul), întreruptorul cu apă este echipat și cu un separator exterior vizibil, ceea ce conduce la un cost sporit și la *limitarea tensiunii nominale de serviciu pînă la 60 kV*.

Efectul de izolație imperfectă este folosit — cum s-a arătat — la întreruperea curenților puternici și a curenților inductivi și capacitivi. Rezistența apei constituie o rezistență amortizoare în paralel pe arcul electric, ceea ce conduce la amortizarea puternică a fenomenelor tranzitorii care în mod normal apar la deconectare.

Întreruptoarele cu apă trebuie închise rapid. Dacă un astfel de întreruptor se închide pe scurtcircuit, apare între contactul mobil și tulipă un arc electric la *o distanță mult mai mare* decît în cazul uleiului, ceea ce conduce la vaporizarea intensă a apei și deci periclitează funcționarea aparatului. Din această cauză la întreruptoare cu tensiune nominală *peste 10 kV* se prevede *o cameră de injecție*. În această cameră se introduce apă *numai pe durata întreruperii*. Astfel, stabilirea contactului la închidere *se face în aer* și nu în apă.

Din punctul de vedere al exploatării, întreruptorul cu apă și glicol prezintă neajunsul evaporării apei, ceea ce necesită o supraveghere atentă în scopul completării apei evaporate.

8.1.5. Întreruptoare cu jet de gaz

După cum s-a arătat în capitolul 6.5 jetul de gaz longitudinal, transversal sau radial este folosit la stingerea arcului electric în întreruptoarele cu aer comprimat sau cu hexafluorură de sulf. Aceste categorii de aparate posedă, în stadiul actual al tehnicii, cele mai mari capacități de deconectare.

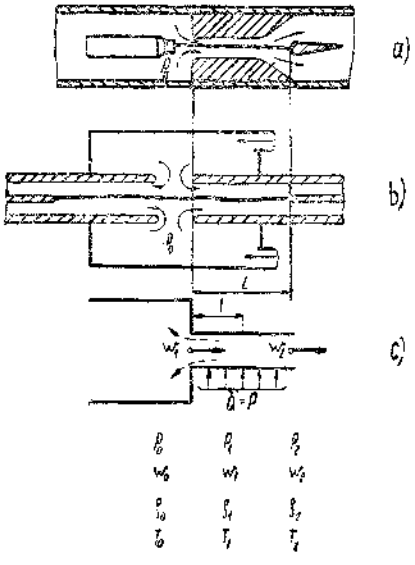


Fig. 8.49. Relativ la refularea arcului electric.

8.1.5.1. **Refularea arcului electric la întreruptoarele cu jet de gaz.** În figura 8.49 s-au reprezentat:

a. schița unei camere de stingere cu jet axial simplu;

b. schița unei camere de stingere cu jet dublu axial;

c. modelul termodinamic pe care s-au notat mărimile care caracterizează gazul și anume cu indicele zero, gazul la intrare în camera de stingere, cu indicele *1*, gazul la intrarea în ajutaj și cu indicele *2*, gazul la ieșirea din ajutaj, după ce a fost încălzit de coloana arcului electric.

Prezența arcului electric de curent intens, în ajutajul camerei de stingere

determină încălzirea jetului de aer longitudinal. Aerul se dilată iar presiunea locală crește. Dacă $p_1 > p_0$ se produce fenomenul de refulare, adică la intervale de timp regulate aerul de răcire capătă o viteză dirijată dinspre ajutaj în care există presiunea p_1 către camera de admisie a aerului comprimat unde există presiunea p_0. Procesul de refulare apare în cazurile în care fie intensitatea curentului este prea mare față de aria secțiunii transversale a ajutajului, fie presiunea p_0 este prea mică în raport cu presiunea p_1, care se creează la intrarea în ajutaj.

În cazul arcului electric de curent continuu se poate ajunge la un *blocaj staționar* al aparatajului, adică la un debit masic, al aerului de răcire, extrem de redus. Astfel dacă raportul p_0/p_1 este suficient de mare viteza de scurgere a aerului este egală cu viteza sunetului $w_s = \sqrt{\varkappa R T} \sim \sqrt{T}$, iar debitul masic rezultă

$$\dot{M} = A \rho w_s \sim A \frac{p}{RT} \sqrt{T} \sim \frac{1}{\sqrt{T}} \tag{8.95}$$

unde A este aria secțiunii de trecere a aerului, iar ρ densitatea. Se constată că debitul masic este invers proporțional cu rădăcina pătrată a temperaturii absolute a gazului. Temperatura gazului crește în același sens cu puterea dezvoltată de arcul electric și deci cu cît această putere este mai mare cu atît debitul masic este mai mic. Puterea W_e evacuată prin convecție rezultă ca produsul între debitul masic $\dot{M}$ [kg/s] și entalpie $h = c_p T$ [Ws/kg]

$$W_e = \dot{M} h \sim \sqrt{T}. \tag{8.96}$$

Deci puterea evacuată este proporțională cu rădăcina pătrată a temperaturii gazului. Deși debitul masic devine mai mic, scurgerea strangulată se poate stabiliza în sensul că se evacuează mai multă căldură din arcul electric și se poate ajunge la un echilibru între puterea dezvoltată de arc și cea evacuată. Dacă însă puterea dezvoltată de arc este mai mare decît cea evacuată se produce un fenomen instaționar și apare refularea. În regim de curent alternativ, la trecerea curentului prin zero debitul masic este maxim iar scurgerea gazului este neperturbată; către valoarea de vîrf a curentului se poate produce blocaj în regim staționar, sau refulare, după puterea arcului, presiunea de admisie, dimensiunile ajutajului.

8.1.5.2. **Viteza w_1 de intrare în ajutaj.** Pentru ca arcul electric să poată fi răcit și deci pentru a fi stins, este necesar ca scurgerea gazului să se afle în afara domeniului refulării și deci este necesar să se asigure viteze minime ale gazului la intrarea în ajutaj. În considerațiile care urmează se consideră, în primă etapă, arcul electric de curent continuu care arde într-un model de ajutaj ca în figura 8.49, *c*. Se urmărește a se stabili o relație de dependență între viteza de intrare w_1 și raportul $P/(A\ p_0)$, unde P este puterea dezvoltată de arcul electric, iar A și p au semnificațiile menționate.

Ecuația lui Bernoulli scrisă sub forma

$$\frac{p}{\rho} + \frac{w^2}{2} = \text{const.} \tag{8.97}$$

diferențiată și ținînd seamă că $\frac{1}{\rho}=v$ conduce la ecuația impulsului

$$-v\ \mathrm{d}p=w\ \mathrm{d}w. \tag{8.98}$$

Ecuația energiei

$$\mathrm{d}Q=c_p\ \mathrm{d}T-RT\frac{\mathrm{d}p}{p} \text{ unde } RT=pv \text{ se scrie}$$

$$\mathrm{d}Q=c_p\ \mathrm{d}T-v\ \mathrm{d}p \tag{8.99}$$

sau ținînd seama de ecuația (8.98)

$$\mathrm{d}Q=Cp\ \mathrm{d}T+w\ \mathrm{d}w. \tag{8.100}$$

Ecuația de stare

$$pV=MRT \text{ sau} \tag{8.101}$$

$$pv=RT, \tag{8.102}$$

Ecuația evoluției adiabate

$$pv^{\varkappa}=\text{const.} \tag{8.103}$$

cu exponentul adiabatic $\varkappa=1{,}4$, pentru aer și $\varkappa=1{,}1$ pentru SF_6.

Ecuația debitului masic constant

$$\dot{M}=\rho_1\ w_1\ A=\rho_2\ w_2\ A \tag{8.104}$$

sau

$$\frac{\dot{M}}{A}=\frac{w_1}{v_1}=\frac{w_2}{v_2}. \tag{8.105}$$

Ecuația energiei specifice

$$Q_M=\frac{\dot{Q}}{\dot{M}}\ \frac{[\mathrm{kW}]}{[\mathrm{kg/s}]}=\frac{\dot{Q}}{\dot{M}}\left[\frac{\mathrm{kW_s}}{\mathrm{kg}}\right]. \tag{8.106}$$

În ecuația (8.106) Q_M este energia primită de masa de 1 kg de gaz, care trece prin ajutajul în care se dezvoltă puterea $\dot{Q}=P$ a arcului electric.

Viteza de intrare a aerului în ajutaj. Expresia acestei viteze, cunoscută din lucrările de termodinamică, este

$$w_1=\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}p_0v_0\left[1-\left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{\varkappa-1}{\varkappa}}\right]}=a\ \varphi_1\ (\beta), \tag{8.107}$$

unde s-a notat

$$a=\sqrt{p_0 v_0};$$

$$\varphi_1(\beta)=\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left(1-\beta^{\frac{\varkappa-1}{\varkappa}}\right)}, \qquad (8.108)$$

$$\beta=p_1/p_0.$$

Viteza de ieşire a aerului încălzit la ieşirea din ajutaj. Tot din termodinamică se cunoaşte viteza aerului la distanţa l de la intrarea în ajutaj, L fiind lungimea totală a ajutajului

$$w_1=\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left[\frac{Q_{lM}R}{c_p}+p_0 v_0-p_1 v_1\right]} \qquad (8.109)$$

unde

$$Q_{lM}=\frac{Q_l}{\dot{M}} \quad \text{şi} \quad \dot{Q}_l=\dot{Q}\,\frac{l}{L}.$$

Dacă în relaţia (8.109) se consideră $l=L$, adică se cercetează viteza w_2 la ieşirea din ajutaj, $Q_1=Q$ iar $Q_{lM}=Q_M$. Se obţine astfel

$$w_2=\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left[\frac{Q_M R}{c_p}+p_0 v_0-p_2 v_2\right]}. \qquad (8.110)$$

La ieşirea din ajutaj viteza aerului încălzit este egală cu viteza punctului la temperatura de ieşire T_2, adică

$$w_2=\sqrt{\varkappa R T_2}=\sqrt{\varkappa p_2 v_2}. \qquad (8.111)$$

Prin egalarea ecuaţiilor (8.110) şi (8.111) se obţine

$$p_2 v_2=\frac{2}{\varkappa+1}\left(\frac{Q_M R}{c_p}+p_0 v_0\right). \qquad (8.112)$$

Dacă se aplică ecuaţia (8.105) a debitului între punctele care caracterizează parametrii gazului prin indicii 0 şi 1, iar evoluţia gazului se consideră adiabatică se obţine succesiv

$$\frac{w_1}{v_1}=\frac{\sqrt{p_0 v_0}}{v_1}\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left(1-\beta^{\frac{\varkappa-1}{\varkappa}}\right)}=\sqrt{\frac{p_0}{v_0}}\left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{1}{\varkappa}}\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left(1-\beta^{\frac{\varkappa-1}{\varkappa}}\right)};$$

$$\frac{w_1}{v_1}=\sqrt{\frac{p_0}{v_0}}\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left(\beta^{\frac{2}{\varkappa}}-\beta^{\frac{\varkappa+1}{\varkappa}}\right)}. \qquad (8.113)$$

Cu notațiile

$$\sqrt{\frac{p_0}{v_0}}=b$$

$$\varphi_2(\beta)=\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left(\beta^{\frac{2}{\varkappa}}-\beta^{\frac{\varkappa+1}{\varkappa}}\right)}$$

ecuația (8.113) devine

$$\frac{w_1}{v_1}=b\ \varphi_2(\beta). \tag{8.114}$$

Cantitatea de căldură primită de unitatea de masă (1 kg) de gaz, conform relației (8.106) este

$$Q_M=\frac{Q}{M}=\frac{\dot{Q}}{A}\frac{v_1}{w_1}=\frac{\dot{Q}}{A}\frac{1}{b\ \varphi_2(\beta)}. \tag{8.115}$$

Această valoare se introduce în relația (8.110), se ține seama de expresia produsului p_2v_2 din relația (8.112) și se obține

$$w_2=\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa+1}\left[-\frac{\dot{Q}R}{c_pAb\varphi_2(\beta)}+p_0v_0\right]}. \tag{8.116}$$

Funcția $P/(Ap_0)=f_1(\beta)$. Prin aplicarea ecuației (8.98) a impulsului, între punctele care caracterizează parametrii gazului cu indicii 1 și 2 se obține

$$p_1-p_2=\frac{w_1}{v_1}(w_2-w_1)=b\varphi_2(\beta)\ (w_2-w_1). \tag{8.117}$$

Din relația (8.111) a vitezei sunetului și relația (8.105) a continuității se obține succesiv

$$w_2^2=\varkappa p_2v_2=\varkappa p_2w_2\frac{v_1}{w_1}$$

de unde rezultă presiunea la ieșirea din ajutaj

$$p_2=\frac{w_2}{\varkappa}b\varphi_2(\beta). \tag{8.118}$$

Această valoare a presiunii la ieșirea din ajutaj se introduce în relația (8.117) a impulsului, în care w_1 se obține din relația (8.107) și rezultă

$$w_2=\frac{\varkappa}{\varkappa+1}\left[\frac{p_1}{b\ \varphi_2(\beta)}+a\ \varphi_1(\beta)\right]. \tag{8.119}$$

Prin egalarea relațiilor (8.116) și (8.119) și prin observarea relațiilor $p_1/p_0=\beta$; $\sqrt{p_0 v_0}=\sqrt{RT_0}$; $\dot{Q}=P$ se obține

$$\frac{\varkappa}{\varkappa+1}\left[\frac{\beta}{\varphi_2(\beta)}+\varphi_1(\beta)\right]=\sqrt{\frac{2\varkappa}{\varkappa-1}\left[\frac{P}{Ap_0}\frac{\sqrt{R}}{c_p\sqrt{T_0}\,\varphi_2(\beta)}+1\right]}. \tag{8.120}$$

Din relația (8.120) se scoate raportul $\frac{P}{Ap_0}$, care are expresia

$$\frac{P}{Ap_0}=\frac{\varphi_2(\beta)}{n}\left\{\frac{m}{2}\left[\frac{\beta}{\varphi_2(\beta)}+\varphi_1(\beta)\right]^2-1\right\} \tag{8.121}$$

unde s-a notat

$$m=\frac{\varkappa}{\varkappa+1}\,;\qquad n=\frac{\sqrt{R}}{c_p\sqrt{T_0}}\,. \tag{8.122}$$

Se constată astfel că raportul $\frac{P}{Ap_0}$ este o funcție de β adică de raportul între presiunea p_1 la intrarea în ajutaj și presiunea p_0 a gazului comprimat înainte de intrarea în ajutaj, adică

$$\frac{P}{Ap_0}=f_1(\beta). \tag{8.123}$$

Viteza w_1 la intrarea în ajutaj este o funcție de raportul $P/(Ap_0)$. Viteza w_1 a gazului la intrarea în ajutaj este dată de relația (8.107)

$$w_1=\sqrt{p_0 v_0}\,\varphi_1(\beta)=\sqrt{RT_0}\;\varphi_1(\beta)=f_2(\beta). \tag{8.124}$$

Se observă astfel că $w_1=f_2(\beta)$, iar conform relației (8.123) și $P/(Ap_0)=f_1(\beta)$, astfel că w_1 este o funcție de P/Ap_0, adică

$$w_1=f\left(\frac{P}{Ap_0}\right). \tag{8.125}$$

În figura 8.50 sînt date după Kukekov [101] diagramele vitezei w_1 la intrare în ajutaj în funcție de raportul (P/Ap_0). Se constată că, pentru a menține viteze mari la o putere P dată, este necesar ca produsul Ap_0 să fie mare, adică trebuie să crească fie aria A a secțiunii transversale a ajutajului, fie presiunea de admisie p_0, fie amîndouă. Pentru a se economisi material activ, convine să se crească presiunea p_0 de admisie a aerului comprimat, presiune care la întreruptoarele moderne este de ordinul $20 \div 30$ at.

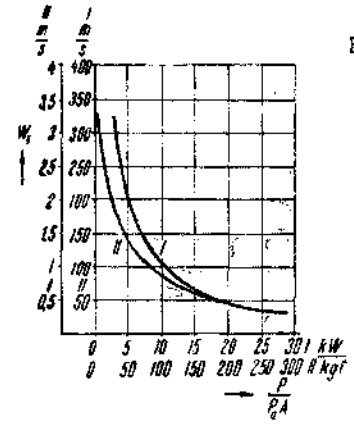
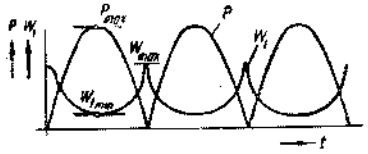


Fig. 8.50. Diagramele $w_1 = f\left(\frac{P}{Ap_0}\right)$

Fig. 8.51. Regimul în curent alternativ.



Regimul de curent alternativ. În aparatele de curent alternativ viteza w_1 este minimă pentru puterea instantanee P maximă. Expresia puterii arcului de curent alternativ

$$P = u \cdot \hat{I} \sin \omega t = E_a \, l \, \hat{I} \sin \omega t \tag{8.126}$$

este reprezentată în figura 8.51 împreună cu viteza w_1.

Calculele arată că este posibilă accelerarea gazului de la viteza minimă la cea maximă în 6—10 μs, adică nu există pericolul unei întîrzieri în accelerarea gazului tocmai în momentul cînd este necesară o răcire intensă, adică în momentul trecerii curentului prin valoarea zero.

Din relațiile deduse și diagrama din figura 8.50, Kukekov stabilește relații aproximative pentru două domenii de viteze, cînd se admite $T_0 = 300°K$:

pentru $0 < w_1 < 70$ m/s; $w_1 = 860 \frac{Ap_0}{P}$ [m/s]; (8.127)

pentru $70 < w_1 < 330$ m/s; $w_1 = 330 \div 110 \sqrt[3]{\frac{P}{Ap_0}}$ [m/s]; (8.128)

unde P [kW]; S [cm²]; p_0 [at].

Studiul comportării întreruptoarelor existente arată că stingerea arcului este sigură dacă valoarea vitezei w_1, în momentul cînd curentul în arc atinge valoarea maximă, depășește 8 ÷ 10 m/s.

Cu această valoare a vitezei precizate se pot determina dimensiunile ajutajului în funcție de puterea arcului și presiunea la intrare în aparataj.

Trebuie menționat că electrodul de captare are o importanță hotărîtoare în ceea ce privește limitarea lungimii arcului și deci a puterii lui. În adevăr, din relația (8.126) rezultă că pentru o valoare $\hat{I}$ a intensității curentului dată și pentru un gradient E_a în coloana arcului precizat, puterea arcului depinde de lungimea lui.

Exemplu de calcul. Se cere să se calculeze preliminar diametrul ajutajului unui întreruptor cu aer comprimat pentru care se cunoaşte $\hat{I}=\sqrt{2}\cdot 15$ kA; $l=6$ cm; $p_0=20$ at. Se calculează puterea maximă

$$P_{max}=E_a\, l\, \hat{I}=0{,}15\frac{\text{kV}}{\text{cm}}\cdot 6\text{ cm}\,\sqrt{2}\cdot 15\,000\text{ A}=19\cdot 10^3\text{ kW}.$$

Aria secţiunii transversale rezultă din condiţia ca la puterea maximă să se asigure viteza w_1 minimă de 10 m/s. Din relaţia (8.127)

$$A=\frac{P_{max}\;w_{1\,min}}{860\;p_0}=\frac{19\cdot 10^3\cdot 10}{860\cdot 20}=11\text{ cm}^2,$$

de unde rezultă diametrul ajutajului $d=3{,}2$ cm.

Studii similare asupra curentului limită ce poate fi întrerupt de un întreruptor au fost făcute şi de Labouret [104], care stabileşte relaţia

$$\hat{I}_m=K\frac{A}{L}\text{ unde }\quad K\simeq\frac{3}{2}\cdot\frac{\varkappa+1}{\varkappa-1}\cdot\frac{p_0}{E_0}\,w_2, \tag{8.129}$$

unde s-a notat cu:

$\hat{I}_m$ — curentul cel mai mare, valoarea de vîrf, care poate fi întrerupt;
A — secţiunea ajutajului;
p_0 — presiunea la intrarea în ajutaj;
E_0 — gradientul arcului electric, care arde liniştit la presiunea atmosferică;
w_2 — viteza de ieşire a aerului încălzit, de exemplu 1 580 m/s la temperatura de 5 925°K.

Dată fiind complexitatea fenomenelor ce au loc la răcirea arcului electric care trece printr-un ajutaj, relaţiile (8.125) — (8.129) sînt valabile numai în mod aproximativ şi pentru determinarea dimensiunilor principale. Considerarea proceselor aerodinamice conduce la modificarea ajutajului în sensul rotunjirii muchiilor ajutajului şi a obţinerii de viteze maxime de gaz. În afară de aceste considerente, în multe întreruptoare moderne jetul de gaz longitudinal este combinat cu cel radial, ceea ce modifică sensibil condiţiile teoretice de răcire ale arcului electric.

8.1.5.3. **Rezistenţe de şuntare.** Întreruptoarele moderne de putere limită, cele destinate a deconecta curenţi mici inductivi şi sarcini capacitive, cum sînt liniile de transmisie funcţionînd în gol, sînt echipate cu rezistenţe destinate a îmbunătăţi procesul de comutaţie. În principiu, rezistenţele sînt conectate în paralel cu o cameră de stingere, dar valoarea rezistenţei depinde de rolul funcţional urmărit.

Rezistenţele de valoare mică. În figura 8.52, *a* rezistenţa de şuntare R se conectează în paralel cu arcul electric numai în cazul deconectării curenţilor intenşi cînd aerul ionizat evacuat din camera de stingere determină amorsarea

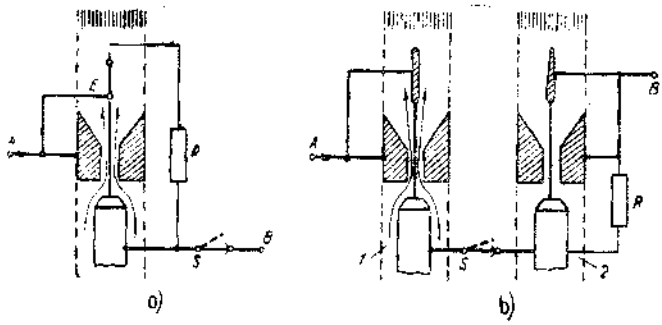


Fig. 8.52. Întreruptoare echipate cu rezistențe de șuntare.

eclatorului *E*. După stingerea arcului electric principal, între contactul mobil și eclator, arcul electric secundar, în eclator, se va întrerupe prin deconectarea separatorului *S*. Intensitatea curentului în acest arc este diminuată sensibil din cauza rezistenței *R*, care acum se află conectată în serie cu arcul electric din eclator. În figura 8.52, *b* două camere de stingere *1* și *2* sînt conectate în serie, rezistența de șuntare este conectată în paralel pe arcul electric din camera de stingere *2*. După stingerea arcului în această cameră de stingere, rezistența *R* reduce valoarea curentului de scurtcircuit, care poate fi acum întrerupt cu ajutorul separatorului *S*.

Rolul funcțional al rezistenței de șuntare din cele două scheme ale figurii 8.52 este dublu și anume:

a) Reduce amplitudinea tensiunii oscilante de restabilire și viteza de creștere a acesteia, determinînd un proces aperiodic.

b) Diminuează intensitatea curentului de scurtcircuit în arcul electric care se stinge ultimul.

Aceste două funcțiuni ale rezistenței de șuntare ies în evidență cu ajutorul schemelor din figura 8.53, în care cele două intervale *1* și *2* ale întreruptorului sînt plasate în rețeaua electrică cu sursa U_s, inductivitatea *L* și capacitatea *C*. Rezistența echivalentă R_r a rețelei s-a eliminat din schemă deoarece această rezistență determină o amortizare relativ mică în raport cu amortizarea produsă de rezistența de șuntare *R*.

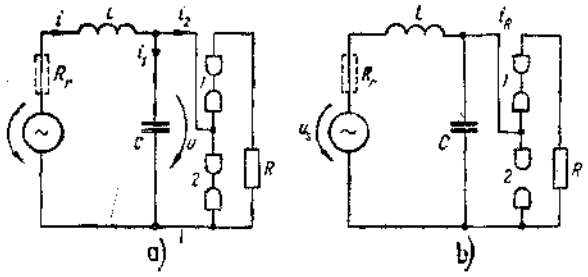


Fig. 8.53. Schema echivalentă.

În etapa a, după trecerea curentului din întreruptor prin valoarea zero, se restabileşte izolaţia în intervalul *2*, iar ecuaţiile de funcţionare ale schemei sînt

$$\left.\begin{aligned} U_s &= L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + Ri_2 \\ \frac{1}{C}\int_0^T i_1\,\mathrm{d}t &= Ri_2, \\ i &= i_1 + i_2 \end{aligned}\right\} \tag{8.130}$$

de unde rezultă ecuaţia diferenţială

$$\frac{\mathrm{d}^2 i_2}{\mathrm{d}t^2} + \frac{1}{CR}\cdot\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{CL}\,i_2 = \frac{U_s}{LCR}. \tag{8.131}$$

Deoarece originea timpului se ia în momentul trecerii curentului prin valoarea zero, iar regimul de scurtcircuit este practic inductiv, pentru o valoare mică a timpului, imediat după origine, se poate considera $u_s = U = \text{const.}$ În acest caz soluţia, în domeniul imagine, a ecuaţiei (8.131) este

$$\mathcal{L}i_2 = \frac{U}{LCR}\,\frac{1}{p(p^2+2p\delta+\omega_0^2)} \tag{8.132}$$

cu notaţiile

$$\delta = \frac{1}{2RC}; \qquad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

Deoarece se urmăreşte ca prin atribuirea unei valori potrivite rezistenţei R să se obţină un fenomen aperiodic, soluţia în original a ecuaţiei (8.132) este

$$i_2 = \frac{U}{R}\left[1 - \mathrm{e}^{-\delta t}\left(\operatorname{ch}\omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e}\operatorname{sh}\omega_e t\right)\right] \tag{8.133}$$

cu $\omega_e = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$. Rezultă astfel tensiunea de restabilire între electrozii intervalului *2*

$$u = Ri_2 = U\left[1 - \mathrm{e}^{-\delta t}\left(\operatorname{ch}\omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e}\operatorname{sh}\omega_e t\right)\right]. \tag{8.134}$$

Pentru a obţine, conform ecuaţiei (8.134), o tensiune de restabilire aperiodică este necesar ca valoarea rezistenţei R să fie mai mică decît a rezistenţei critice. Rezistenţa critică rezultă din condiţia $\delta^2 = \omega_0^2$ sau

$$\frac{1}{(2R_{cr}C)^2} = \frac{1}{LC} \text{ sau } R_{cr} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{8.135}$$

Valorile practice ale acestui tip de rezistenţe sînt cuprinse între 2 şi 100 Ω.

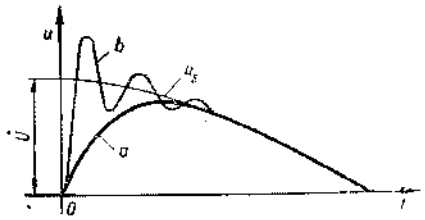


Fig. 8.54. Tensiunea de restabilire.

În etapa b, intensitatea curentului este redusă la

$$I_R=\frac{U}{\sqrt{R^2+L^2\omega^2}}$$

ceea ce determină condiții ameliorate de stingere a arcului electric în intervalul *2* sau întreruperea cu separatorul *S*. Intensitatea curentului în etapa *a* a fost $I_L=U/L\omega$, iar raportul curenților rezultă

$$\frac{I_R}{I_L}=\frac{1}{\sqrt{1+R^2/(L\omega)^2}}. \qquad (8.136)$$

În figura 8.54 se indică, în mod calitativ, diagrama tensiunii de restabilire la bornele intervalului *2* în prezența rezistenței de șuntare (curba *a*) și diagrama aceleiași tensiuni (curba *b*) în absența rezistenței de șuntare.

Rezistențele de valoare medie. Acestea sînt destinate a amortiza oscilațiile care apar la amorsarea arcului în întreruptor cu ocazia deconectărilor de sarcini mici inductive sau capacitive. Valorile acestor rezistențe sînt cuprinse între 1 și 10 kΩ. În figura 8.21 s-a arătat mediul de lucru al acestui tip de rezistențe cu ocazia studiului adaptării întreruptoarelor la deconectarea sarcinilor inductive.

Rezistențe de valoare mare. Scopul urmărit prin conectarea acestor rezistențe în paralel pe camera de stingere este de a repartiza uniform tensiunea de restabilire pe camerele de stingere conectate în serie. Valorile acestor rezistențe sînt cuprinse între 10^4 și 10^6 Ω, iar valoarea lor se determină, ținîndu-se seama de capacitățile parazite și că repartizarea uniformă a tensiunii trebuie să aibă loc pentru frecvența proprie de oscilație a tensiunii de restabilire.

8.1.5.4. **Soluții constructive pentru întreruptoarele cu aer comprimat.** În principiu, tensiunea nominală și capacitatea de rupere determină soluția constructivă.

Întreruptorul cu separator pentru tensiunea nominală 10 kV și puterea de rupere 500 MVA, de construcție AEG, este schițat în figura 8.55. Un asemenea aparat, cu un consum de 160 l aer, este indicat pentru instalații cu număr mare de conectări cum sînt cele pentru cuptoare electrice. Contactul mobil este tubular astfel încît viteza aerului are o componentă radială la piciorul arcului electric, mărind astfel eficacitatea camerei de stingere. Deoarece camera de stingere nu se află sub presiune, după stingerea arcului electric și deschiderea separatorului *10*, tija mobilă *1* revine în poziție de contact. La închidere se stabilește contactul separatorului, care posedă, în acest caz, capacitate de închidere. În figura 8.56 sînt date diagramele pentru cursa δ_1 a contactului principal, pentru

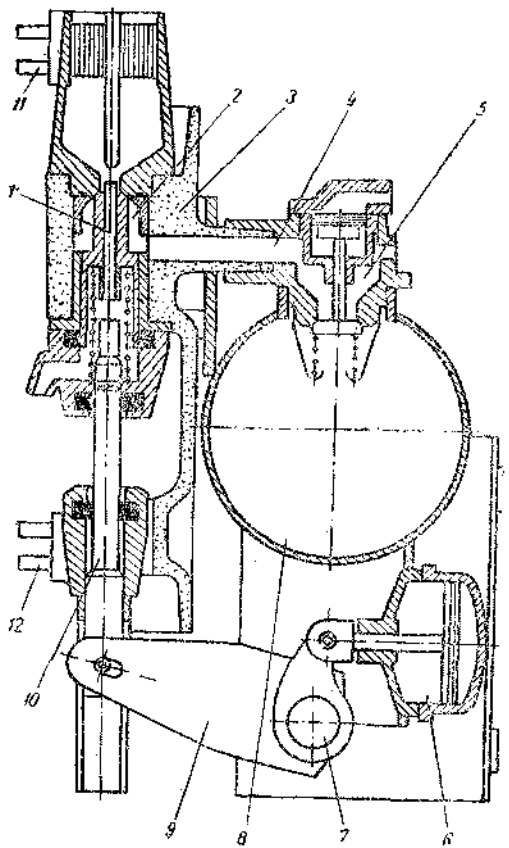
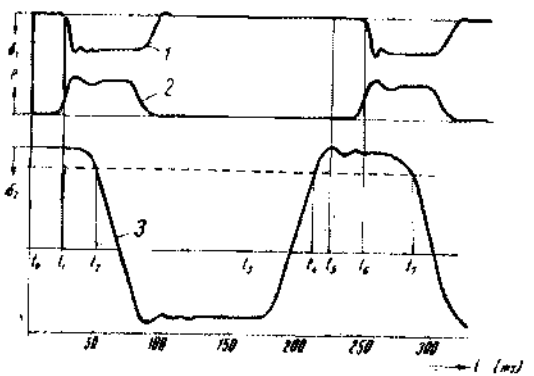


Fig. 8.55. Întreruptor de medie tensiune cu aer comprimat (AEG):
1 — tijă mobilă tubulară; *2* — cameră de stingere; *3* — izolator din rășină turnată; *4* — canal pentru aer comprimat; *5* — ventil de suflaj; *6* — dispozitiv de acționare cu aer comprimat; *7* — ax; *8* — rezervor cu aer comprimat; *9* — pîrghie izolantă; *10* — separator; *11, 12* — bornele aparatului.

Fig. 8.56. Diagramele de funcționare ale întreruptorului din figura 8.55:
1 — cursa contactului principal; *2* — presiunea în camera de stingere; *3* — cursa separatorului.



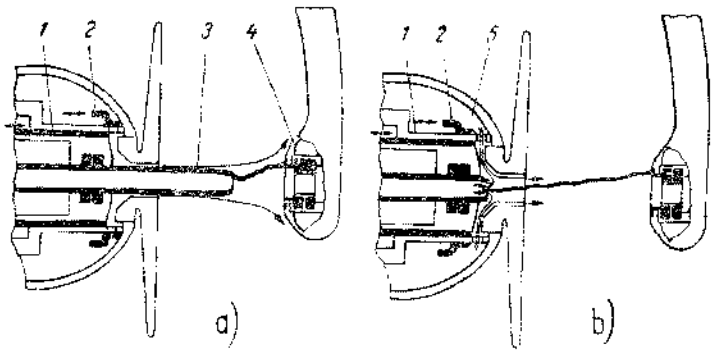


Fig. 8.57. Camera de stingere a întreruptorului cu jet liber de aer.

presiunea p în camera de stingere și pentru cursa δ_2 a separatorului, în cazul procesului de reanclanșare automată rapidă. Se remarcă faptul că deschiderea separatorului urmează după deschiderea contactului principal și stingerea arcului electric. Izolația întreruptorului este formată dintr-o singură piesă realizată din rășină de turnare.

Întreruptorul cu jet liber de aer [*105*]. În figura 8.57 s-a reprezentat schematic funcționarea unei camere de stingere, cu jet liber de aer, și cu dispozitiv de control al aerului de suflaj în funcție de intensitatea curentului întrerupt. În poziția *a* se prezintă arcul electric de mică intensitate, adică arcul care apare între tija tubulară *3* și contactul fix *4* la deconectarea curentului nominal, sau a sarcinilor mici inductive și capacitive. Stingerea are loc în aer liber în afara ajutajului. Cantitatea de aer necesară la stingere pătrunde prin găurile practicate în șiberul *2*. În poziția *b* este prezentată situația stingerii arcului electric de curent intens. În acest caz stingerea are loc în ajutaj, viteza jetului de aer avînd o puternică componentă radială la piciorul arcului electric pe tija tubulară *3*, care constituie elementul mobil al contactului. Jetul de aer este foarte puternic deoarece șiberul *2* este retras iar orificiile de comunicație între camera sub presiune *5* și ajutajul aparatului sînt deschise. Retragerea șiberului *2* are loc sub acțiunea unei electrovalve sensibile la intensitatea curentului. Șiberul *1*, în poziția închis a aparatului, împiedică comunicarea în atmosferă a rezervorului de aer *5*.

Diminuarea cantitativă de aer la deconectarea sarcinilor mici, are drept rezultat micșorarea sensibilă a zgomotului produs de aparat, ceea ce este de mare importanță dacă se ține seama că, într-o rețea, curenții de scurtcircuit apar ca o frecvență redusă, spre exemplu 1—5 ori pe an, în timp ce manevrele la sarcină subnominală sînt foarte frecvente. Pentru un întreruptor de 15 000 MVA la 220 kV se folosesc patru camere de stingere conectate în serie.

Întreruptorul cu jet liber de aer permite să se observe, de către operator, poziția închis sau deschis, deoarece rigiditatea dielectrică se restabilește în aer la presiunea atmosferică. Această construcție necesită însă distanțe mari între

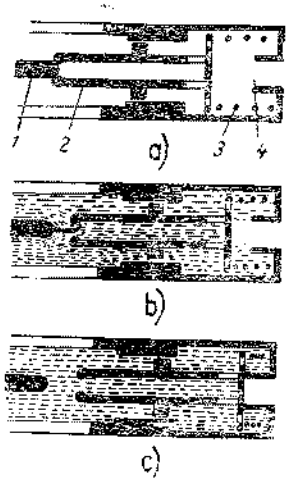
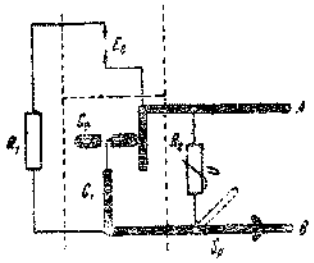


Fig. 8.58. Schița de principiu a camerei de stingere sub presiune.

Fig. 8.59. Schița unui întreruptor de 10 kV; 4 000 A.



elementul de contact fix și cel mobil, spre exemplu 350 mm pentru tensiunea de 50 kV, ceea ce conduce la energii de accelerare și frînare importante, energii care intervin la deschiderea aparatului, respectiv finele de cursă al tijei mobile.

Camera de stingere sub presiune. Tendința de a reduce dimensiunile camerei de stingere este justificată cu cît tensiunile nominale sînt mai mari. Legea lui Paschen permite ca prin creșterea presiunii într-o incintă sub presiune, rigiditatea dielectrică a gazului să crească apreciabil. În figura 8.58 se prezintă funcționarea schematică a camerei de stingere sub presiune. În schița *a* contactele *1* și *2* sînt stabilite, sub acțiunea resortului antagonist *3*. În schița *b* aerul comprimat admis în camera de stingere deplasează contactul mobil tubular *2* și răcește arcul electric. Aerul care a servit la răcire este evacuat în atmosferă prin orificiul *4*. După stingerea arcului electric orificiul *4* este obturat ca în schița *c*, iar camera de stingere se află sub presiune. Eficiența camerei de stingere sub presiune poate fi scoasă în evidență la analizarea unui caz concret. Astfel pentru tensiunea nominală de 72 kV sînt necesare următoarele distanțe:

a) 25 mm între contacte în aer comprimat la 16 at.

b) 600 mm între contacte în aer la presiunea atmosferică.

c) 1350 mm distanță de conturnare pe un izolator de tip exterior.

Întreruptoare de medie tensiune de putere limită. Întreruptoarele destinate a conecta la rețea generatoarele sincrone de mare putere (100 — 200 MVA), ca și întreruptoarele care deservesc rețele de medie tensiune (10 — 20 kV) puternic buclate, sînt caracterizate de curenți nominali intenși (2000 — 6 000 A) și de puteri de rupere importante (1 000 — 2 500 MVA). Aceste aparate sînt echipate cu dispozitive auxiliare camerei de stingere, în scopul asigurării întreruperii în condiții variate de exploatare. Astfel în figura 8.59 se prezintă schema electrică a unui întreruptor de construcție BBC de 10 kV; 4 000 A; 1 000 MVA. În camera de stingere se află contactul fix C_1 sub formă de tijă și contactul mobil C_2 sub formă cilindrică. Separatorul S_p asigură izolarea după stingerea arcului electric. Eclatorul E_c este plasat în traseul gazelor încălzite

evacuate din camera de stingere. La deconectarea curenților de scurtcircuit intenși, eclatorul E_c amorsează și conectează în paralel cu camera de stingere rezistența de valoare mică R_1, al cărui rol este de a amortiza oscilațiile tensiunii de restabilire. La deconectarea curenților mici (de exemplu, de sarcina nominală) ionizarea gazelor evacuate este redusă, iar eclatorul E_c nu amorsează. La deconectarea sarcinilor mici inductive este necesar a se limita supratensiunile de comutație. În acest scop rezistența R_2 variabilă cu tensiunea are rolul de a amortiza aceste supratensiuni. Separatorul S_p are capacitatea de deconectare a curentului, relativ mic, care parcurge rezistența R_2. Întrucît la tensiunea arcului electric valoarea rezistenței R_2 este mare, rezultă că funcționarea întreruptorului nu va fi perturbată de existența acestei rezistențe.

La curenți nominali mai mari se conectează două camere de stingere în serie și căi de curent în paralel, cum se indică în figura 8.60, care reprezintă schema electrică a unui întreruptor de curent nominal 6 000 A, putere de rupere 2 000 MVA și tensiune nominală 20 kV. Rezistențele R'_1 și R'_2 au și rolul de a repartiza uniform tensiunea de restabilire pe cele două camere de stingere Cs_1 și Cs_2. Separatoarele Sp_1 și Sp_2 nu au capacitate de rupere și de aceea deconectarea lor precede pe cea a contactelor din camerele de stingere.

Întreruptoare de înaltă tensiune de putere limită; principiul modulului. Întreruptoarele de tensiune cuprinse între 125 — 765 kV se construiesc după principiul modulului. O schiță de construcție este dată în figura 8.61 pentru întreruptorul Merlin-Gerin de 170 kV, 7 500 MVA, cu două camere de stingere *1* în serie, rezistențe de șuntare *2* utilizate la deconectare, condensatoare *3* pentru asigurarea distribuției egale a tensiunii de restabilire. Rezervorul de aer comprimat *4* se află sub tensiune și în imediata apropiere a camerelor de stingere, peste coloana izolantă *5*. Transmisia comenzilor de la dulapul *7* la ventilele pneumatice se face prin conducta izolată *6*. Pentru tensiuni de 420 kV se fo-

Fig. 8.61. Principiul modulului.

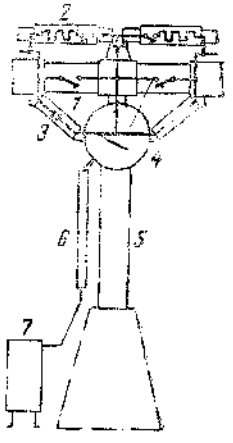
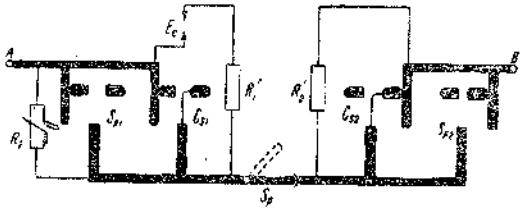


Fig. 8.60. Schița unui întreruptor de 20 kV; 6 000 A.



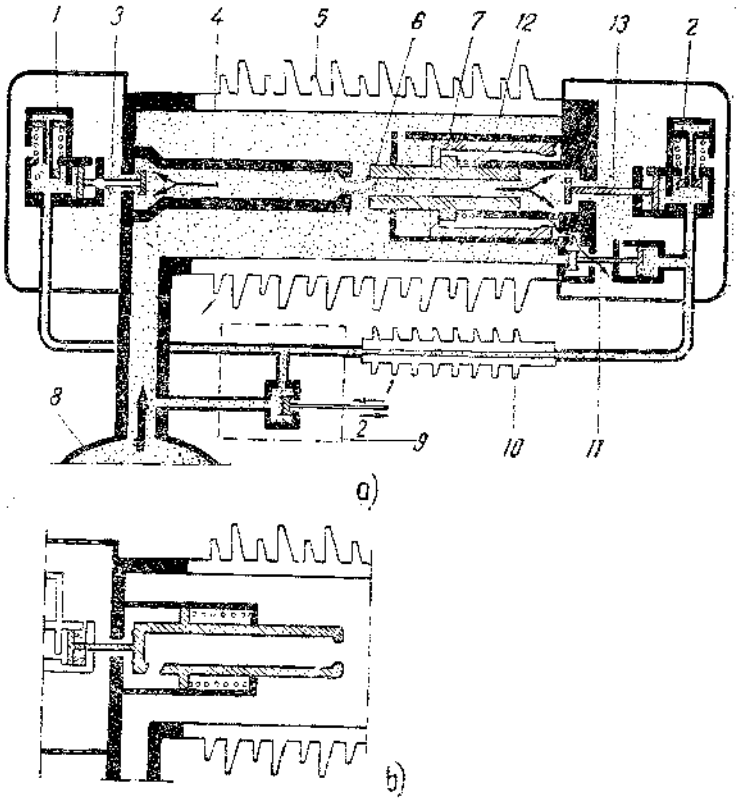


Fig. 8.62. Camera de stingere cu jet dublu radial:
a — un singur element de contact mobil; *b* — ambele elemente de contact mobile.

losesc 6 camere de stingere în serie, adică, pentru un pol, trei coloane de tipul celei reprezentate în figura 8.61. La tensiunile de 550 kV și 765 kV în paralel pe camerele de stingere se mai montează rezistențe de amortizare utilizate la conectarea liniilor în gol.

Funcționarea camerei de stingere sub presiune de construcție Merlin—Gerin este ilustrată în figura 8.62, *a*. Aerul comprimat la presiunea de 16 at umple rezervorul *8* și golul izolatorului *5*. Prin deschiderea releului principal de comandă *9* se acționează releele de timp *1* și *2* care permit evacuarea aerului, care a servit la stingerea arcului electric format între contactul fix *4* și cel mobil *6* prin vanele *3* și *13*. În același timp releul de comandă al contactului mobil permite comunicarea cu atmosfera a suprafeței interioare a pistonului *7* care antrenează contactul mobil *6*. După stingerea arcului electric releele de timp *1* și *2* revin în poziție inițială și determină închiderea vanelor *3* și *13*. Camera de stingere rămîne astfel sub presiune. Prin comanda de închidere a releului de comandă principal *9*, conducta *10* pierde presiunea, iar releul *11* trimite

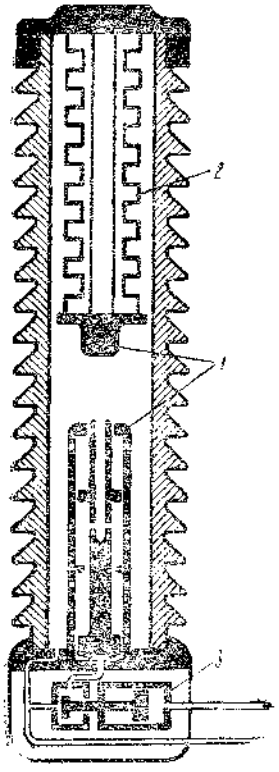


Fig. 8.63. Camera auxiliară care adăpostește rezistența de șuntare.

aer sub presiune în interiorul pistonului *7*, astfel încît resortul antagonist *12* împinge contactul mobil peste cel fix. În varianta *b* ambele elemente de contact *4* și *6* sînt deplasabile, ceea ce permite realizarea unei distanțe mai mari între cele două elemente, în poziția deschis, astfel că aceeași cameră de stingere poate fi utilizată de tensiuni mai mari (pînă la 100 kV).

În figura 8.63 se prezintă camera auxiliară a întreruptorului în care este plasată rezistența de șuntare. Această cameră conține releul pneumatic *3*, întreruptorul auxiliar *1* și rezistența *2*.

Întreruptorul auxiliar *1* este închis înainte de stingerea arcului electric, iar după stingerea acestuia se deschide astfel că în poziția de conectat nu se disipă în mod inutil energie în rezistențele *2*.

8.1.5.5. **Întreruptorul cu hexafluorură de sulf.** În acest tip de întreruptor arcul electric este stins cu ajutorul unui jet gazos de hexafluorură de sulf (SF_6), iar partea activă a aparatului, deci camera de stingere, se găsește în acest gaz la o presiune de circa 3 at atît în poziția închis cît și în poziția deschis. Dezvoltarea întreruptoarelor cu SF_6 atît în domeniul tensiunilor medii cît și al celor înalte s-a produs pentru a rezolva probleme de *inflamabilitate, reducerea ancombramentului, autonomie, putere limită.*

Utilizarea gazului SF_6 este indicată pentru calitățile sale de izolant, avînd o rigiditate dielectrică superioară aerului, și pentru proprietățile sale termice, avînd o energie de disociere mult mai mică decît a azotului din aerul atmosferic.

Calitățile de izolant ale gazului SF_6. Acestea se atribuie afinității moleculelor lui de a capta electroni liberi și de a forma astfel ioni negativi (electroni lenți), care au aceeași mobilitate ca ionii pozitivi și deci oferă o mare probabilitate de recombinare în molecule neutre. Această probabilitate este de un ordin de mărime mai mare decît cea a electronilor liberi cu ionii pozitivi. Deci gazul SF_6 este un gaz puternic *electronegativ*, proprietate care se păstrează pînă la cîteva mii de °K. În figura 8.64, *a* și *b* sînt date tensiunile de străpungere relative ale aerului și gazului SF_6 pentru presiuni de la 1 la 9 at, după Einsele [42], atît la frecvența industrială cît și pentru unda de impuls normală 1/50 μs. Electrozii constau dintr-o tulipă și o tijă de întreruptor distanțate la 5 cm. Ca valoare de referință s-a considerat tensiunea de străpungere U_s a aerului în condiții

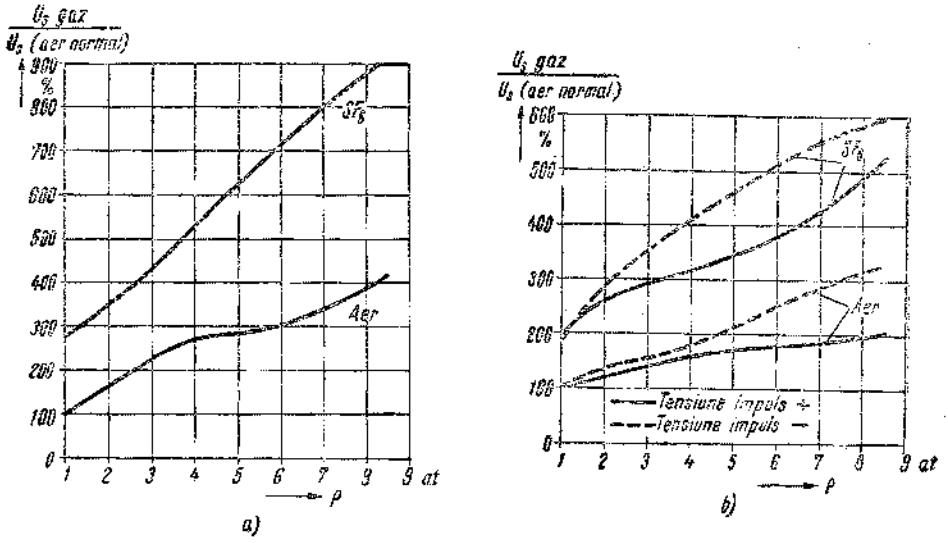


Fig. 8.64. Proprietățile dielectrice ale gazului SF_6.

normale. Se poate observa, pe această figură, calități de izolant mult superioare ale gazului SF_6 față de cele ale aerului.

Calitățile de mediu bun de stingere ale gazului SF_6. Se apreciază că un mediu gazos este indicat la stingerea arcului electric dacă conductanța de rest a arcului este cît mai redusă. Expresia conductanței este

$$G_0 = \frac{2a^2\tau^2}{p_0} = \frac{2(\omega I\tau)^2}{p_0} \tag{8.137}$$

dacă se consideră $i = I \sin \omega t$ și $a = \left(\frac{di}{dt}\right)_{t=0} = \omega I$.

Pentru un curent dat, conductanța este influențată de constanta de timp τ și deci de mediul în care arde arcul electric. Cercetările recente ale lui Frind [55] stabilesc dependența între constanta de timp a arcului electric și dimensiunile sale, adică

$$\tau \sim r_0^2 \tag{8.138}$$

unde r_0 este aproximativ raza echivalentă a coloanei arcului cilindric, corespunzătoare zonei de conductivitate electrică a arcului, adică zonei în care temperatura este mai mare decît 3 000°K și deci în care are loc o ionizare termică puternică. m.

Rezultă că pentru a obține o constantă de timp redusă, arcul trebuie să fie, pentru un curent dat, cît mai filiform, adică de un diametru $2\,r_0$ cît mai redus.

După cum s-a arătat în capitolul care tratează arcul electric, temperatura de disociere redusă și energia de legătură de mică valoare determină un diametru

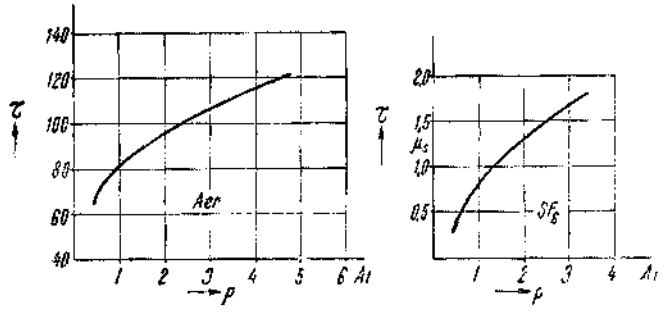


Fig. 8.65. Constante de timp la aer și SF_6.

relativ mic al arcului electric, care arde în SF_6, în comparație cu diametrul arcului care arde în azot. Din această cauză constanta de timp a arcului electric care arde în gazul SF_6 este mai mică de aproximativ două ordine de mărime decît a arcului electric care arde în aer, după cum se arată în figura 8.65 [78].

Gazul SF_6 este incolor, fără miros, incombustibil și netoxic. Trebuie observat că materialele izolante normale, cum sînt stratificate, cu conținut de hidrogen, sînt descompuse de SF_6 și de aceea piesele izolante în întreruptoare se construiesc din teflon (CF_2).

Întreruptoare cu autocompresie cu SF_6. Acestea sînt aparate autonome în sensul că dispozitivul de stingere este plasat într-un rezervor cu o presiune de SF_6 de 3,5 — 6 at. Jetul de gaz necesar activării stingerii arcului electric este realizat prin *autocompresie*, după cum se arată în figura 8.66. În varianta *a*, arcul electric se stabilește între contactul fix *1* și tija mobilă *2*, care se continuă cu o țeavă metalică și cu pistonul *3*. La deschiderea întreruptorului, pistonul *2* împinge gazul prin țeava contactului mobil, după direcțiile indicate în figură. Un contact alunecător se formează între tija mobilă *2* și contactul fix *4*. În varianta *b*, tija *1* este fixă, iar elementul de contact tulipă *2* este mobil. Gazul este împins în direcțiile notate în figură ca urmare a deplasării în sensul săgeții a piesei *3* solidară cu tulipa *2*.

Varianta *a* are avantajul unei activizări a suflajului arcului imediat după ieșirea tijei *2* din contactul fix *1*, dar prezintă inconvenientul utilizării unui tub izolant *5* între cei doi poli ai întreruptorului, ceea ce determină lungirea construcției, pentru a asigura un drum de conturnare pe suprafața tubului. Deci această construcție nu este indicată pentru tensiuni mari. Varianta *b* are avantajul izolării în gaz, fără posibilitatea de conturnare, ai celor doi poli de întreruptor și deci este indicată pentru realizarea unor camere de stingere la tensiuni ridicate. Această construcție prezintă inconvenientul că activarea răcirii arcului, prin jetul de gaz, este posibilă numai după ce tija *1* a părăsit capul de stingere izolant *4*, adică acțiunea de răcire a arcului electric este întîrziată în comparație cu situația variantei *a*.

În prezent se construiesc aparate cu autocompresie pentru :

a. eliminarea pericolului de explozie, în exploatări miniere, cu parametrii 7,2 kV ; 400 A ; 150 MVA ;

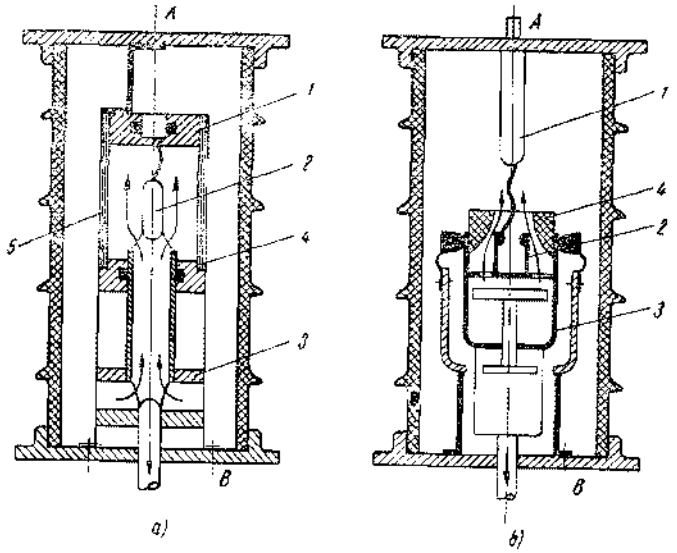


Fig. 8.66. Întreruptoare cu SF_6 cu autocompresie.

b. obținerea unui ancombrament redus, pe locomotive electrice, cu parametrii 25 kV; 400 A; 200 MVA.

Întreruptoare de medie tensiune cu circuit închis de gaz. Schema de funcționare a acestui tip de întreruptor fabricat de firma Siemens pentru gama de tensiuni 10 — 30 kV și de puteri 500 — 1 500 MVA este indicată în figura 8.67. În recipientul *3* realizat din rășină de turnare, se află tulipa *1* și tija tubulară mobilă *2*. În poziție de repaus, adică întreruptorul fiind închis sau deschis, în recipient domnește presiunea de 3 at. Gazul SF_6 servește în același timp ca izolant, agent de acționare și jet pentru stingerea arcului electric. Instalația comportă rezervorul *7* de înaltă presiune (15 at), rezervorul *4* de joasă tensiune (3 at), compresorul *6*.

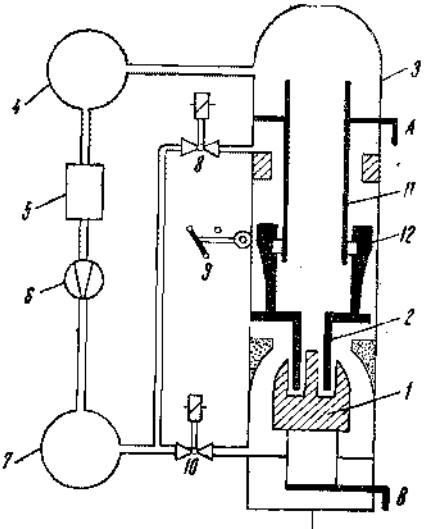


Fig. 8.67. Întreruptor cu SF_6 de medie tensiune.

Pentru a deschide întreruptorul se comandă deschiderea electrovalvei *10*, prin care se admite gaz la presiunea de *15* at pe partea inferioară a pistonului solidar cu tija *2*. După ieșirea din tulipă a tijei mobile arcul electric se stabilește între vîrful tulipei și interiorul tijei mobile, jetul axial de gaz determină întreruperea arcului electric ca la prima trecere prin zero. Între țeava metalică *11*

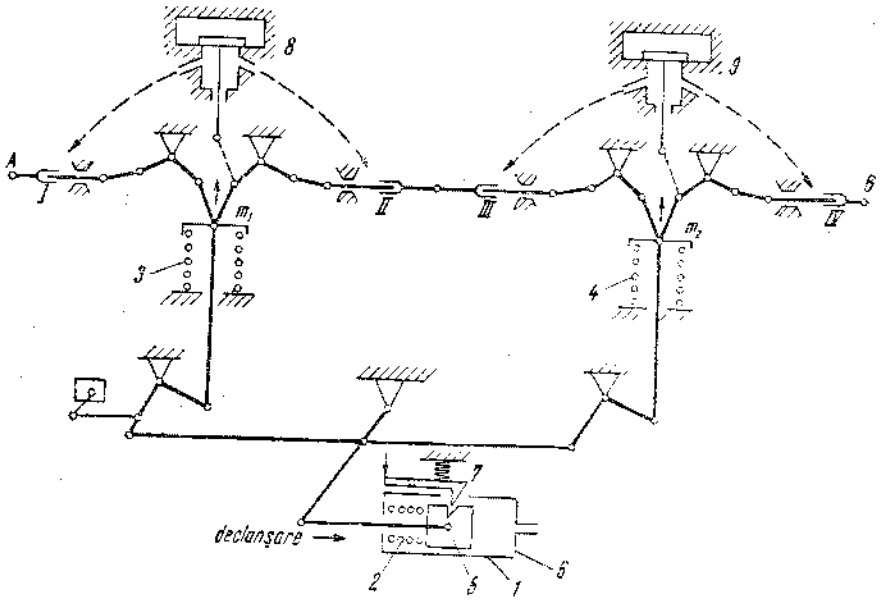


Fig. 8.68. Schema cinematică a unui întreruptor cu SF_6 de 220 kV, 15 GVA.

și pistonul tijei *2* se stabilește contactul alunecător *12*. Contactele care suferă acțiunea arcului electric sînt sinterizate cupru-wolfram. Prizele de curent se află la potențialul țevii metalice *11*, respectiv a tulipei *1*.

Pentru închiderea întreruptorului se comandă electrovalva *8*, care trimite gaz comprimat pe fața superioară a pistonului solidar cu tija *2*. Gazul care a lucrat în camera de stingere este trecut prin filtrul *5*, care conține alumină (Al_2O_2) activată în scopul reținerii fluorurilor metalice, ca urmare a reacției între piesele metalice și produsele de disociere și descompunere ale SF_6 în prezența arcului electric. Compresorul *6* menține rezervorul *7* în permanență la presiunea de 15 at. Contactele *9* semnalizează poziția întreruptorului.

Întreruptoare de înaltă tensiune cu SF_6 de putere limită. Proprietățile izolante și de mediu de stingere ale SF_6 au determinat realizarea unor întreruptoare de putere limită, cu un număr de camere mai mic decît cel utilizat de întreruptoarele cu aer comprimat. Ca urmare întregul ancombrament al întreruptoarelor cu SF_6 de foarte înaltă tensiune rezultă a fi mai redus decît acel al întreruptoarelor cu aer comprimat. În figura 8.68 se indică schema cinematică a unui întreruptor Siemens [42] cu parametrii 220 kV; 15 000 MVA, echipat cu patru camere de stingere I, II, III, IV. Întreruptorul este reprezentat în poziția „închis". În această poziție resoartele *2*, *3*, *4* sînt comprimate de aerul comprimat care a lucrat asupra pistonului *5* din cilindrul *6* și care a determinat zăvorîrea cu ajutorul clichetului *7*. Pentru a deschide întreruptorul se pro-

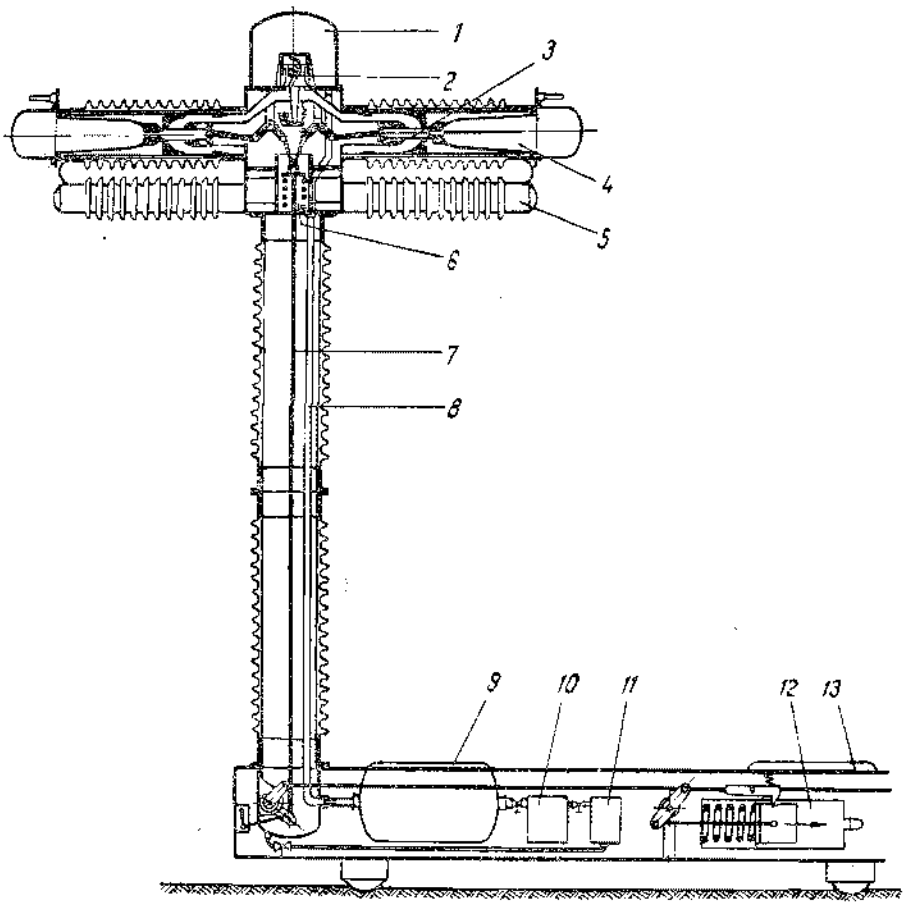


Fig. 8.69. Schița de construcție a întreruptorului din figura 8.68 (Siemens):
1 — rezervor intermediar de înaltă presiune; *2* — ventil de suflaj; *3* — tijă mobilă; *4* — modul de stingere; *5* — condensator; *6* — resort pentru deconectare; *7* — tijă; *8* — conductă de presiune mare; *9* — rezervor cu SF_6 de mare presiune; *10* — compresor; *11* — filtru cu Al_2O_3; *12* — dispozitiv de acționare cu aer comprimat; *13* — rezervor cu aer comprimat.

cedează la deszăvorirea pistonului *5*. Prin aceasta se eliberează energia acumulată în resoartele *2*, *3*, *4*. Resoartele *3* și *4* care se află chiar în apropierea camerei de stingere în scopul sporirii rapidității de acționare determină deplasarea în sensul săgeții a punctelor articulate m_1 și m_2, iar tijele contactelor sînt extrase din tulipe. Simultan se deschid supapele *8* și *9* care determină admiterea gazului sub presiune în camerele de stingere. La acest aparat lungimea arcului electric este de numai 1,5 — 5 cm, cu durata de ardere a arcului de 5 — 15 ms. Instalațiile anexe (rezervoare de mare și mică presiune, filtru, compresor) rămîn aceleași ca la întreruptorul de medie tensiune.

În figura 8.69 este dată schița de construcție a întreruptorului cu schița cinematică din figura 8.68. Funcționarea aparatului rezultă din explicația reperelor.

Se prevede pentru viitor o mare extindere a fabricației și utilizării întreruptoarelor cu SF_6, în detrimentul celor cu aer comprimat și cu ulei, pe baza aspectelor tehnico-economice care se rezumă la :

a — Utilizarea unui număr mai redus de camere de stingere, la aceeași putere, față de întreruptoarele cu aer comprimat.

b — Utilizarea unui ancombrament redus, drept consecință a proprietăților izolante ale gazului SF_6 și a numărului mai redus de camere de stingere.

c — Reducerea zgomotului produs la deconectarea aparatului, deoarece gazul nu mai expandează la presiunea atmosferică.

d — Absența pericolului de incendiu a instalației.

8.1.6. Întreruptoare de medie tensiune cu stingere la presiune atmosferică

Siguranța în exploatarea echipamentului de comutație de medie tensiune este considerabil sporită prin utilizarea unor *aparate autonome*, a căror funcționare nu depinde de necesitatea acumulării sau depozitării în rezervoare a unor medii lichide sau gazoase. Astfel de aparate funcționează la presiunea atmosferică și sînt echipate cu dispozitive de suflaj magnetic pentru introducerea arcului în camera de stingere cu pereți ceramici cu fantă îngustă. Stingerea arcului electric are loc după o considerabilă întindere a acestuia, proces prin care tensiunea de ardere a arcului electric crește. Întinderea arcului electric are drept consecință :

a. diminuarea curentului de scurtcircuit ;

b. aducerea în fază a curentului de scurtcircuit cu tensiunea sursei ;

c. diminuarea valorii de vîrf a tensiunii oscilante de restabilire.

Acești factori influențează favorabil procesul de deconectare. Urmărirea cantitativă a proceselor menționate se face pe baza figurii 8.70, unde în schița *a*

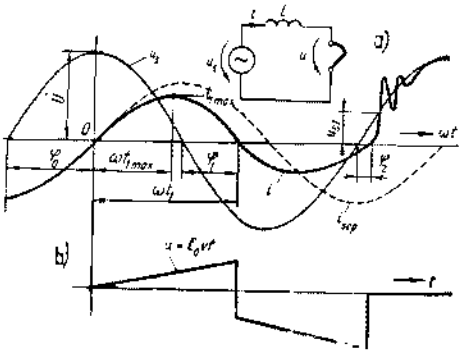


Fig. 8.70. Funcționarea întreruptorului cu stingerea arcului electric în aer.

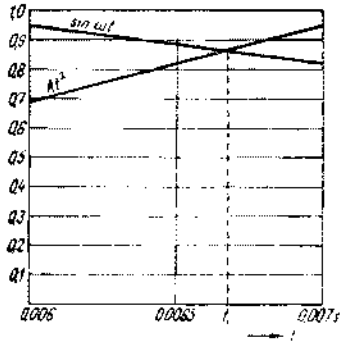


Fig. 8.71. Rezolvarea grafică a ecuației (8.142).

s-a reprezentat circuitul simplificat, în care are loc procesul deconectării unui curent de scurtcircuit, iar în schița *b* s-au reprezentat valorile instantanee ale mărimilor electrice.

În ipoteza absenței componentei aperiodice a curentului de scurtcircuit și a apariției arcului electric în momentul trecerii prin valoarea zero a curentului de scurtcircuit ecuația de funcționare (teorema a doua a lui Kirchhoff) a circuitului este

$$u_s=\hat{U}\sin(\omega t+\varphi_0)=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+E_a\,v\,t \text{ sau}$$

$$\hat{U}\sin\omega t\cos\varphi_0+\hat{U}\cos\omega t\sin\varphi_0=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+E_a\,vt \tag{8.139}$$

unde s-a notat:

φ_0 — unghiul de defazaj inițial, $\varphi_0\approx\pi/2$;
E_a — gradientul de potențial al arcului electric;
v — viteza de creștere a lungimii arcului electric.

La scrierea ecuației (8.139) s-a admis că arcul electric este lungit cu viteza constantă v și că gradientul E_a are o valoare constantă. Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (8.139) se obține

$$\hat{U}\frac{\omega}{p^2+\omega^2}\cos\varphi_0+\hat{U}\frac{p}{p^2+\omega^2}\sin\varphi_0=pL\mathfrak{L}i+E_av\frac{1}{p^2};$$

$$\mathfrak{L}i=\frac{\hat{U}}{L\omega}\cos\varphi_0\frac{\omega^2}{p(p^2+\omega^2)}+\frac{\hat{U}}{L\omega}\sin\varphi_0\frac{\omega}{p^2+\omega^2}-\frac{E_av}{L}\cdot\frac{1}{p^3}.$$

Dacă se notează valoarea de vîrf a curentului de scurtcircuit cu $\hat{I}=\hat{U}/L\omega$ soluția pentru i în domeniul original este

$$i=\hat{I}\,(1-\cos\omega t)\cos\varphi_0+\hat{I}\sin\omega t\sin\varphi_0-\frac{E_a\,vt^2}{2L}. \tag{8.140}$$

În ecuația (8.140) se poate considera $\varphi_0\approx\pi/2$ și se obține

$$i=\hat{I}\sin\omega t-\frac{E_a\,vt^2}{2L}. \tag{8.141}$$

Momentul t_1 al trecerii prin zero a curentului se obține printr-un calcul grafic, ca în figura 8.71, din condiția $i=0$ în ecuația (8.141)

$$\sin\omega t_1=\frac{E_a\,vt_1^2}{2L\hat{I}}=At_1^2 \tag{8.142}$$

$$\text{cu}\quad A=\frac{E_av}{2L\hat{I}}.$$

Din figura 8.70 rezultă că $\varphi_1=\omega t_1-\pi/2$ și că $\varphi_1<\varphi_0$. Valoarea maximă a curentului limitat se obține din condiția anulării derivatei expresiei curentului, care are loc în momentul $t_{1\,max}$, adică

$$\cos\ \omega t_{1\,max}=\frac{E_a\ v\ t}{\omega L\ \hat{I}}=Bt \qquad (8.143)$$

$$\text{cu} \qquad B=\frac{E_a\ v}{\omega\ L\hat{I}}.$$

Rezolvarea ecuațiilor (8.142) și (8.143) este posibilă pe cale grafică, pentru valori concrete ale mărimilor $\hat{U}$, ωL ; E_a ; v.

Lungimea arcului electric în momentul stingerii. Condiția de stingere a arcului electric este ca tensiunea necesară arderii arcului electric în jurul trecerii prin zero a curentului să fie superioară tensiunii arcului electric, adică

$$E_a\ v\ t>\hat{u}_r \qquad (8.144)$$

unde $t=\sum_{i=1}^{n} t_i$, adică t este suma duratelor alternanțelor de curent, astfel încît să fie satisfăcută relația (8.141). Din această relație rezultă lungimea arcului electric

$$l>\frac{\gamma u_0}{E_a} \qquad (8.145)$$

unde u_0 este valoarea instantanee a tensiunii sursei la trecerea curentului prin zero în cazul unei întreruperi reușite.

Gradientul arcului electric. În principiu, gradientul arcului depinde de intensitatea curentului și de condițiile de răcire adică de dimensiunile fantei în care arde arcul. Modul de dependență față de lățimea δ a fantei se deduce din condiția arderii arcului în regim static și anume

$$\frac{u_i}{p_0}=l \qquad (8.146)$$

relație în care se înlocuiește $u=E_a\ l$; $i=G\ u$. Mai departe se înlocuiește conductanța G în funcție de conductanța pe unitatea de lungime adică $G=G_1/l$ și puterea disipată în funcție de puterea disipată pe unitatea de lungime a arcului adică $p_0=p_{01}\ l$. Se obține astfel

$$E_a=\sqrt{\frac{p_{01}}{G_1}}. \qquad (8.147)$$

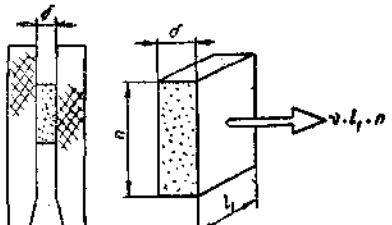


Fig. 8.72. Relativ la grosimea fantei.

Puterea specifică disipată p_0 este proporțională cu suprafața de contact a coloanei arcului cu pereții camerei de stingere adică în concordanță cu figura 8.72

$$p_{01}=2v\ l_1\ n \qquad (8.148)$$

unde s-a notat:

v — densitatea de flux termic disipat, în W/m².
l_1 — unitatea de lungime a coloanei arcului, în m;
n — una din dimensiunile secțiunii transversale ale arcului, în m.

Conductanța specifică G_0 este aproximativ proporțională cu aria secțiunii transversale a coloanei arcului electric, adică

$$G_1 = kn\delta.$$

Prin introducerea expresiilor p_{01} și G_1 în (9) se obține gradientul în coloana arcului

$$E_a = \sqrt{\frac{2\,v\,n\,l_1}{k\,n\,\delta}} = \frac{M}{\sqrt{\delta}}. \tag{8.149}$$

Pentru aparate construite relația (8.149) este utilizabilă cu $M \approx 19$ cînd δ este dat în cm iar E_a rezultă în V/cm.

Exemplu de calcul. Pentru un contactor de curent alternativ de $U = \sqrt{2}.\ 6$ kV se cere să se determine unghiurile ωt_1 și φ_1, din figura 8.70 la prima trecere prin zero. Pentru aparate construite se cunoaște

$E_a = 100—250$ V/cm. În mod aproximativ se poate lua

$E_a = \frac{19}{\sqrt{\delta}} \left(\frac{\text{V}}{\text{cm}}\right)$, cu δ grosimea fantei în cm.

Se calculează $v = 8{,}5—35 \frac{\text{m}}{\text{s}}$,

$$A = \frac{E_a v \omega}{U/\sqrt{3}} = \frac{2 \cdot 10^4 \frac{\text{V}}{\text{m}} \cdot 30 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot 314 \frac{1}{\text{s}}}{2 \cdot 4{,}89 \cdot 10^3 \text{ V}} = 19{,}3 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{s}^2}.$$

Se completează tabela 8.6.

TABELA 8.6

Relativ la determinarea unghiului ωt_1

t[s]	0,006	0,0065	0,007
$A\ t^2$	0,694	0,812	0,945
ωt (grade)	108	117	126
$\sin\ \omega\ t$	0,95	0,89	0,81

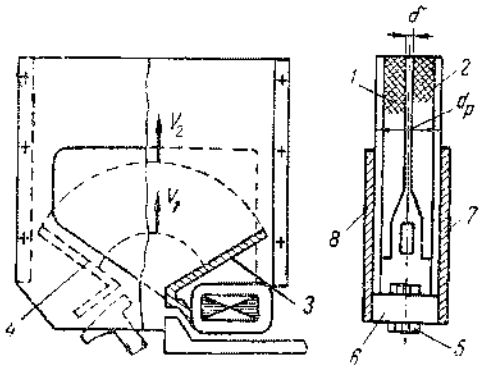


Fig. 8.73. Schița unei camere de stingere.

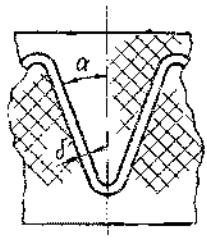


Fig. 8.74. Cameră de stingere cu șicane.

În figura 8.71 s-au reprezentat grafic funcțiile At^2 și $\sin \omega t$, iar la intersecția celor două curbe s-a obținut $t_1=0{,}00668$ s. Rezultă de aci $\omega t_1=314 \cdot 0{,}00668=2{,}1$ radiani sau $\omega t_1=120°$. Din figura 8.70 mai rezultă noul defazaj

$$\varphi_1=\omega t_1-\pi/2=120°-90°=30°, \text{ față de } \varphi_0=90°.$$

Viteza de înaintare a arcului în camera de stingere. În figura 8.73 s-a reprezentat schematic o cameră de stingere plată. Arcul este introdus în fanta realizată între piesele ceramice *1*, *2* și se stabilește între rampele metalice *3*, *4*. Cîmpul magnetic care determină introducerea arcului electric în camera de stingere este produs de curentul care trece pe bobina *5* plasată pe miezul *6* cu tălpile polare *7* și *8*. În camera de stingere arcul se dezvoltă mai întîi în zona cu fanta de lățime mare, unde diametrul arcului electric este mai mic decît grosimea fantei, iar avansarea arcului liber se face aproape liber, adică fără frecare în contact cu pereții camerei dar cu rezistența la avansare în aerul atmosferic. În această etapă viteza de avansare a arcului electric, după Kukekov [101] este dată de relația

$$v_1=73 \sqrt[3]{iB^2} \left[\frac{\text{m}}{\text{s}}\right] \tag{8.150}$$

cu i în A și B în T. Cursa arcului într-o fracțiune de semiperioadă este dată de relația

$$x=\int_0^t v_1 \, dt. \tag{8.151}$$

Cum intensitatea cîmpului magnetic este

$$H_\delta = k\frac{Ni}{d_p}$$

unde d_p este distanța între tălpile polare, N numărul de spire iar $k \approx 0{,}8$ ține seama de căderea de tensiune magnetică în miezul de fier al sistemului de suflaj, din relația (8.150) rezultă

$$v_1 = 73 \sqrt[3]{\left(\frac{\mu_0 k N}{d_p}\right)^2} \, i \left[\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}\right]. \tag{8.152}$$

Cursa arcului electric se obține din relația (8.151)

$$x = 73 \sqrt[3]{\left(\frac{\mu_0 k N}{d_p}\right)^2} \, I \left(\frac{1 - \cos \omega t}{\omega}\right) \text{ [m]}. \tag{8.153}$$

În zona cu fantă îngustă (2—5 mm) arcul electric este obligat să ia o secțiune dreptunghiulară, deoarece grosimea fantei este sensibil mai mică decît diametrul arcului electric, care s-ar dezvolta liber în aer la presiunea atmosferică. În acest caz coloana arcului electric este turbulentă și se freacă de pereții camerei de stingere. În aceste condiții, după Kukekov [101], viteza de avansare a arcului electric este

$$v_2 = 370 \sqrt[4]{\delta i B_\delta} \left[\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}\right] \tag{8.154}$$

unde δ este grosimea fantei înguste, i intensitatea curentului, iar $B\delta$ inducția în fanta îngustă. În cazul camerei de stingere cu șicane, ca în figura 8.74 direcția arcului electric, care străbate șicana, face unghiul α cu direcția inducției magnetice, iar viteza de avansare rezultă

$$v_3 = 370 \sqrt[4]{\delta i B_\delta \sin \alpha} \left[\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}\right]. \tag{8.155}$$

La aparatele construite alungirea completă a arcului electric și ca urmare și stingerea lui durează cel mult două semiperioade. Relația (8.142) este valabilă numai pentru o semiperioadă iar pentru calcule mai exacte trebuie aduse corecții asupra amplitudinii I și pulsației ω, ca urmare a abaterii curentului de la forma sinusoidală.

Utilizarea deionizării, prin contactul arcului electric cu pereți reci, ca principiu de stingere, a condus la realizarea întreruptoarelor cu *suflaj magnetic, de tip uscat*. În prezent se construiesc asemenea întreruptoare cu parametrii:

tensiunea nominală	7,2—23 kV;
curent nominal	400—2 000 A;
putere de rupere	150—750 MVA.

În figura 8.75 s-au reprezentat, comparativ, pentru întreruperea normală *a* și pentru întreruperea cu lungirea arcului *b* diagramele:

u_s tensiunea sursei;
i curentul în arc;
u tensiunea arcului electric.

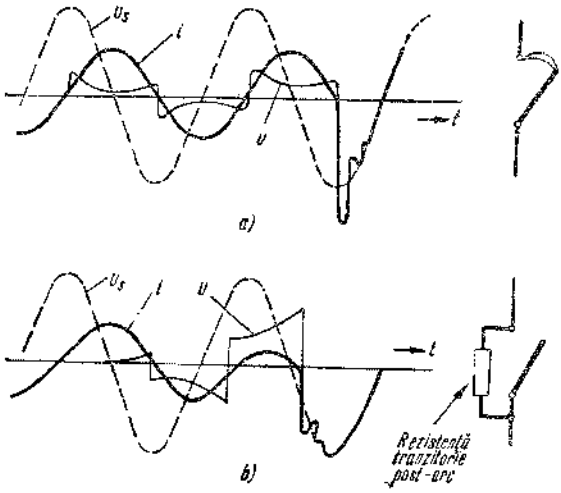


Fig. 8.75. Relații de fază la stingerea arcului electric în aer.

Se poate constata în diagrama *b* readucerea în fază a curentului *i* și diminuarea atît a amplitudinii cît și a oscilațiilor tensiunii de restabilire.

Trebuie menționat că reducerea oscilațiilor tensiunii de restabilire se datorește prezenței unei rezistențe post-arc, provenită de o slabă conductanță reziduală a traseului arcului electric. Această rezistență reziduală joacă același rol cu rezistențele conectate în paralel la întreruptoarele cu aer comprimat, ca în figura 8.75, *b*. Prezența acestei rezistențe intercalate natural (la stingerea deion) sau artificial (la întreruptoarele cu aer comprimat) face ca întreruperea să fie independentă de parametrii tensiunii oscilante de restabilire.

Funcționarea întreruptorului Magnetor (Alsthom). În figura 8.76 se indică schematic principalele etape ale funcționării aparatului. În etapa *a* întreruptorul este închis, circuitul este stabilit între contactul fix *7* și cel mobil *8*. În etapa *b* întreruptorul se deschide sub acțiunea dispozitivului de autosuflaj auxiliar pneumatic *9* care suflă aer prin orificiul *10* și ca urmare a deplasării

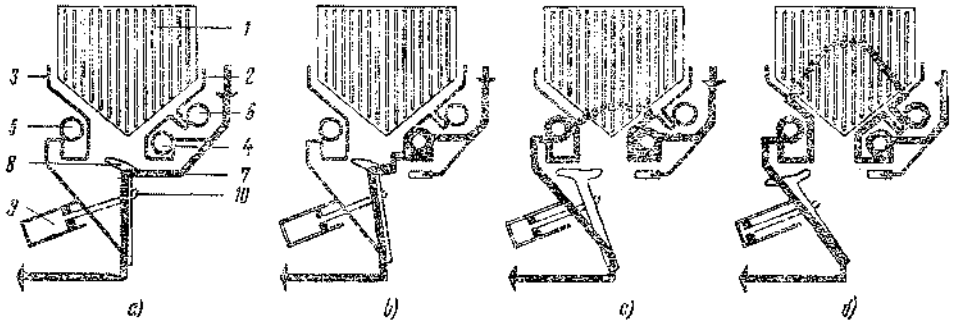


Fig. 8.76. Funcționarea întreruptorului Magnetor (Alsthom).

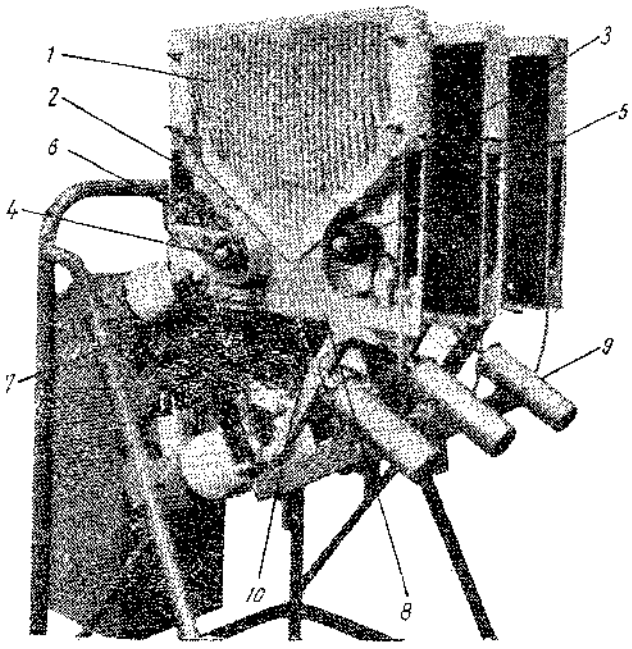


Fig. 8.77. Întreruptorul Magnetor.

contactului mobil, arcul electric se stabilește între contactul mobil *7* și rampa conductoare *2*, curentul electric parcurge bobina de suflaj *4*. În etapa *c* prin deplasarea continuă a contactului mobil *7* și acțiunea de suflaj a bobinei *4*, arcul se stabilește între rampele *2* și *3*, iar curentul parcurge și bobina de suflaj *5*.

În etapa *d*, arcul electric suflat intens este întins și mai mult, astfel încît curentul parcurge și bobina *6*. În această etapă arcul electric răcit de contactul cu pereții camerei de stingere *1* este deionizat și stins. Camera de stingere *1* este formată din două plăci cu nervuri alternate astfel încît arcul electric este obligat să parcurgă un drum sinuos. În figura 8.77 este reprodusă fotografia întreruptorului, în care se pot urmări detaliile unei camere de stingere, cu reperele din figura 7.92.

Alungirea arcului electric poate ajunge 6—7 m, pentru o distanță între rampele de curent de 0,5 m. Viteza de deplasare a arcului electric sub influența suflajului pneumatic și magnetic atinge pe rampele conductoare 100 m/s. Durata arcului electric este de aproximativ două semiperioade.

Funcționarea întreruptorului Solenarc. Stingerea arcului electric în acest aparat are loc prin lungirea arcului electric sub formă de solenoid și răcirea lui în contact cu pereții reci refractari, după cum s-a precizat în capitolul 6.

În figura 8.78 se indică o schiță a acestui tip de aparat, de fabricație Merlin-Gerin. La deschiderea întreruptorului arcul se formează între elementele de contact *1*. În cazul deconectării unui curent de intensitate mare (scurtcircuit) efectul de buclă creează forțe electromagnetice capabile să mute arcul electric

pe coarnele *2*. Dimpotrivă, la deconectarea curenților de intensitate redusă (sub cel nominal) arcul electric se stabilește între coarnele *2* sub influența aerului suflat de dispozitivul cu burduf *7*. Trecerea arcului electric de pe coarnele *2* la baza camerei de stingere se realizează cu ajutorul suflajului magnetic produs de bobinele *3* cu polii magnetici *4*. La partea inferioară a camerei de stingere arcul electric întîlnește o serie de cavaleri *5*, din plăci de cupru, care încalecă pe fiecare placă refractară a camerei de stingere. Arcul electric se stabilește între acești cavaleri și apoi se deplasează către extremitățile acestora, obligînd arcul electric să se întindă, sub acțiunea impulsului magnetic propriu, sub forma unui solenoid. Brațul mobil continuă să se rotească spre stînga, antrenează cuțitele auxiliare *6*, care ies din contactele lor și separă vizibil polul superior de polul inferior.

Pentru a compensa forța de repulsie în contact la închiderea aparatului pe scurtcircuit calea de curent în zona contactului are forma de V din figura 8.79,*a*. La apariția arcului electric între cuțitul de contact *1* și fiecare din barele *2*, *3* apare o forță de respingere care împinge cuțitul în contact. Barele *2*, *3* ca și porțiuni din calea de curent sub formă de V sînt izolate pentru a permite formarea arcului numai în zona superioară de îngustare a piesei de forma V. La aparate de intensități nominale mai mari contactul fix este prevăzut cu căi de curent sub forma unor bobine ca în figura 8.79, *b*. Astfel forța exercitată

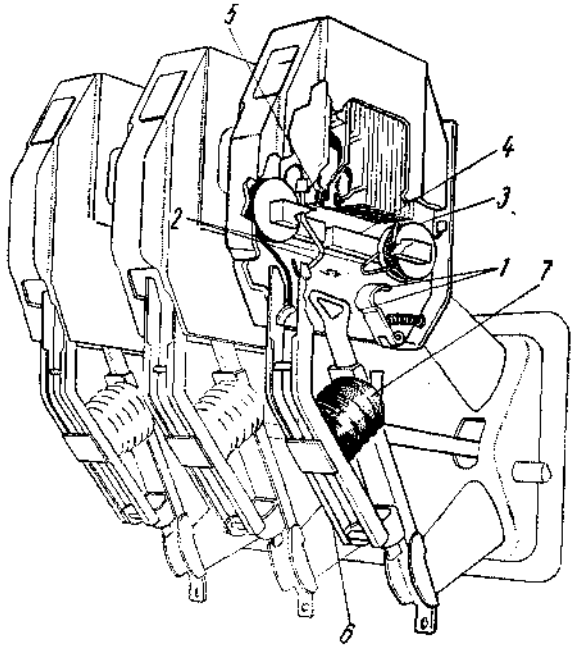


Fig. 8.78. Întreruptorul Solenarc (Merlin-Gerin).

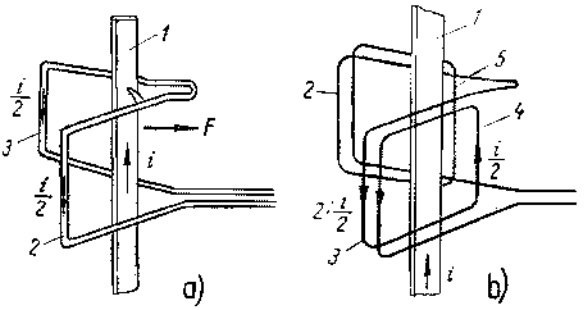


Fig. 8.79. Compensarea forței de repu sie.

între conductoarele *1* și *2*, respectiv *1* și *3* este de respingere iar forța exercitată între conductoarele *1* și *4*, respectiv *1* și *5* este de atracție. Ambele forțe determină introducerea tijei *1* în contact.

8.1.7. Întreruptoare în vid

Inițial, întreruptoarele în vid au fost utilizate în tehnica curenților slabi pentru a realiza relee, cu un timp de răspuns cît mai redus. Ideea utilizării întreruptoarelor cu vid în domeniul curenților tari datează de aproximativ 40 de ani [108]. În ultimele trei decenii construcția întreruptoarelor cu vid a evoluat, iar parametrii au crescut către valori mai mari ale tensiunilor și curenților nominali.

Principiul de funcționare a unui întreruptor în vid este extrem de simplu și de aceea ideea în sine este promițătoare. În vid, în poziție „deschis" rigiditatea dielectrică la tensiuni relativ mari (de exemplu 15 kV) este asigurată de distanțe relativ mici (de exemplu 2,5 mm). La separarea contactelor arcul electric vaporizează metalul electrozilor. Vaporii metalici difuzează rapid în vid, ținînd seama că presiunea este de 10^{-4} —10^{-6} mm Hg și apoi se condensează în contact cu pereții recipientului. Astfel vidul se reface, iar aparatul este din nou în stare de funcțiune.

Proprietățile dielectrice ale vidului avansat. Rigiditatea dielectrică a vidului avansat este apreciabil mai mare decît a aerului în condiții normale. Această proprietate a vidului de ordinul 10^{-4} —10^{-6} mm Hg se explică prin acțiunea legii lui Paschen în domeniul produsului *pd* de valoare mică. Gazul fiind extrem de rarefiat, deși parcursul mediu liber al electronului este mare, probabilitatea ionizării și deci a descărcării este foarte redusă și ca urmare rigiditatea dielectrică sporește sensibil.

Forma și dimensiunile electrozilor au o influență asupra valorii tensiunii de străpungere. Astfel în figura 8.80 se indică tensiunea de străpungere U_s în funcție de distanța între electrozi pentru dispozitivul constînd din un electrod semisferic și o placă [64]. Rezultatele cele mai bune, adică tensiunile de străpungere cele mai ridicate, se obțin pentru polaritatea plus a semisferei și pentru diametrul cel mai mic al acesteia, după cum arată curba *1*. La egalitatea dintre

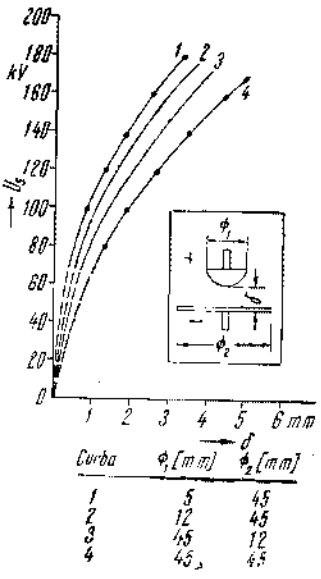


Fig. 8.80. Tensiunea de străpungere în vid pentru electrod placă-semisferă.

diametrele semisferei și plăcii se obțin cele mai mici tensiuni de străpungere, cum arată curba *4*. În figura 8.81 se indică, pentru un întreruptor construit [108] de 200 A, 15 kV, tensiunea de străpungere, ca valoare de vîrf, în funcție de distanța între electrozi, în vid (curba *1*) și în aer (curba *2*). Pe curba *1* se poate constata că pentru distanța de 2,5 mm între contacte se poate conta pe o tensiune de străpungere de aproximativ 140 kV, în timp ce în aer, la aceeași distanță, tensiunea de străpungere este de aproximativ 10 kV.

Presiunea în recipient în limitele 10^{-4} —10^{-6} mm Hg nu are nici o influență asupra tensiunii de străpungere, dacă distanța între electrozi este de ordinul mm sau al fracțiunilor de mm. Dacă însă această distanță are valori de ordinul cm, se constată o rigiditate dielectrică sporită către $5 \cdot 10^{-4}$ mm Hg, după cum se arată în figura 8.82 [64]. Curba *1* se referă la $\delta = 200$ mm, iar curba *2* la $\delta = 50$ mm. Se constată la ambele curbe că în jurul valorii $p = 5 \cdot 10^{-4}$ mm Hg rigiditatea dielectrică scade vertiginos. În întreruptoarele cu vid există deci interesul menținerii unei distanțe cît mai mici între electrozi (de ordinul mm) pentru ca variațiile de presiune în recipient să nu influențeze funcționarea aparatului. Tot din figura 8.82 rezultă că pentru presiunea de 10^{-6} mm Hg,

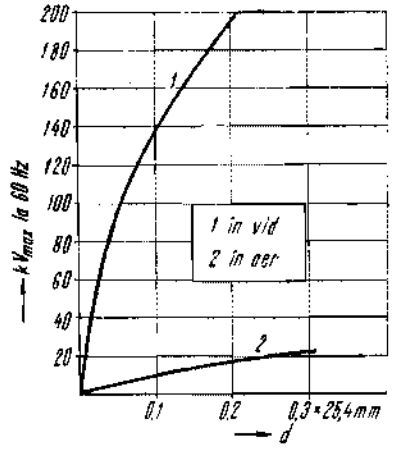


Fig. 8.81. Tensiunea de străpungere în vid la un întreruptor construit.

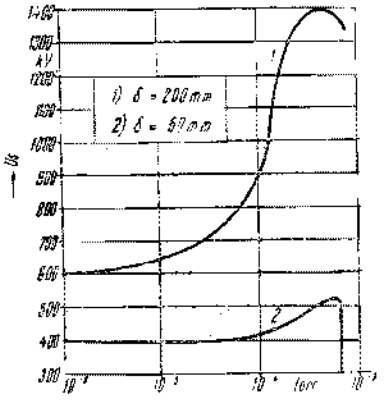


Fig. 8.82. Influența presiunii asupra rezistenței dielectrice.

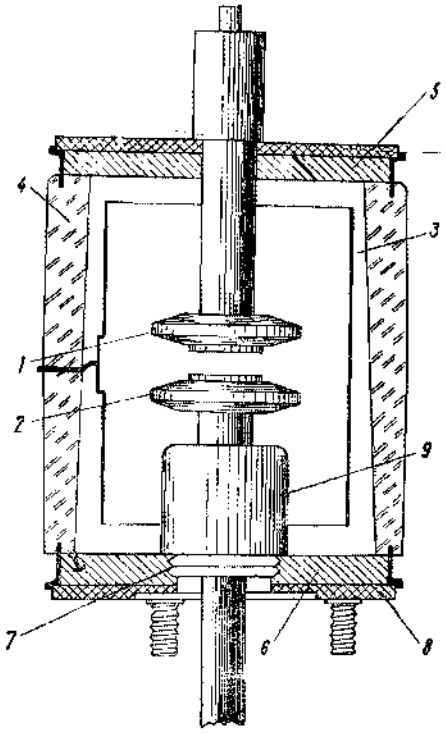
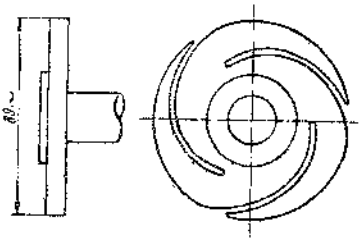


Fig. 8.83. Construcția principială a unui întreruptor în vid.

Fig. 8.84. Construcția contactului.



rigiditatea dielectrică pentru curba *1* este de aproximativ 3,1 kV/mm, pentru curba *2* este de 4 kV/mm, iar la întreruptoare construite cu $\delta=2,5$ mm este de 48 kV/mm și din acest punct de vedere distanțele între electrozi, la întreruptoare în vid se conservă la cîțiva mm.

Dezvoltarea construcției întreruptoarelor în vid. În prezent, cercetările pentru dezvoltarea întreruptoarelor în vid se dirijează către următoarele direcții:

a. capacitate de rupere cît mai ridicată;

b. capacitate de conectare cît mai ridicată, cu eliminarea pericolului de sudare și migrație de material;

c. rigiditate dielectrică atît la frecvența industrială, cît și la impuls, în concordanță cu principiile coordonării izolației;

d. capacitate de deconectare a sarcinilor inductive și capacitive, fără a se produce supratensiuni periculoase;

e. durată de viață mare la funcționarea normală în exploatare;

f. curent nominal de durată cît mai mare.

În scopul obținerii acestor performanțe construcția inițială a întreruptorului în vid a suferit evoluții, tipurile actuale avînd construcția principială din figura 8.83. Contactele *1*, *2* se termină prin discuri de forma indicată în figura 8.84, cu distanțe între electrozi de aproximativ 12,7 mm la tensiunea de 16,5 kV. Unul din contacte *2* poate avansa în recipient datorită burdufului elastic *7*, fiind ghidat de piesa *8*. Izolația externă este asigurată de cilindrii de sticlă *4*,

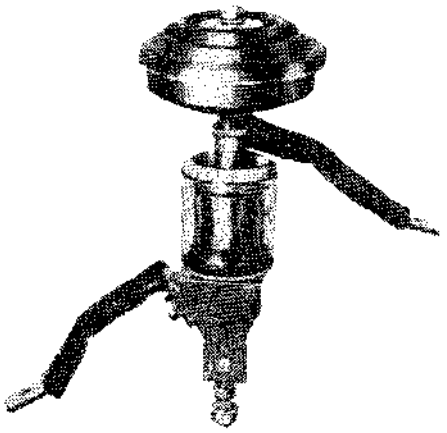


Fig. 8.85. Contactor de 3,3 kV; 300A. Diametrul recipientului 5 cm.

care se sudează cu flanșele *5* și *6* și cu ecranul *3*. Acesta are rolul de a proteja izolația de sticlă împotriva depunerilor prin condensație de metal volatilizat din contacte sub acțiunea arcului electric. Burduful 7 este protejat, de acțiunea arcului electric, cu ecranul *9*.

Construcția contactului ca în figura 8.84 cu o proeminență inelară centrală și cu trei petale dispuse în spirală determină mișcarea piciorului arcului electric de la inelul central, la o petală, ca urmare a condițiilor locale care conduc la o formare a unei căi de curent sub forma unei bucle. Prin deplasarea piciorului arcului electric pe o petală și apoi eventual la altă petală se asigură :

— o distribuție mai uniformă a energiei în contact, și deci o răcire mai bună a contactului, reducîndu-se la minimum volatilizarea ;

— se distribuie pe o suprafață mai mare pe ecranul de condensație, metalul de migrație.

În figura 8.85 se prezintă un contactor AEI LTD pentru tensiunea de 3,3 kV și curentul nominal de 300 A. Aparatul poate deconecta curenții de pornire ai motoarelor pînă la 1 800 A. Diametrul recipientului de sticlă, în care se află contactele, este de numai 50 mm [7].

Acest aparat realizează $2 \cdot 10^6$ manevre fără a fi necesar a se înlocui vreo piesă. S-au realizat prototipuri cu capacitate de deconectare 43 kA, curent simetric, 15,5 kV, și panta tensiunii de restabilire de 6 kV/μs. Alte celule cu capacitate de deconectare de 40 kA la 15,5 kV, cu izolație de porțelan au o lungime de numai 440 mm (17 $^5/_8$").

Distanța mică între contacte și imposibilitatea unei frînări sau culisări într-o tulipă conduce la pericolul vibrației contactelor la închidere. Din această cauză, unele întreruptoare în vid au contacte din material dur (sinterizate de wolfram) cu punct de topire ridicat. Dar un astfel de contact conduce la întreruperea curentului înainte de trecerea lui naturală prin zero și anume la valori de ordinul 50 A, ceea ce determină supratensiuni de comutație foarte importante. Prin realizarea unor contacte din combinație de materiale, sau chiar utilizarea cuprului la forme speciale ale contactelor ca în figura 8.84 se poate reduce curentul de întrerupere la valori mici, de exemplu 1 A.

Întreruptorul în vid este indicat pentru deconectarea sarcinilor capacitive și în acest domeniu are o utilizare industrială, întrucît rigiditatea dielectrică se reface în întreruptor extrem de rapid.

Cercetările asupra arcului electric în vid arată că pînă la aproximativ 10 kA arcul electric constă din mai multe arcuri electrice elementare ale căror picioare au o mare mobilitate pe electrod. La valori mai mari ale curentului, aceste arcuri se unesc într-unul singur, care stă fixat pe electrod, şi deci cu un efect termic local extrem de pronunţat. Numai prin adoptarea unei construcţii a electrodului ca în figura 8.84 este posibil ca şi la valori mari ale curentului în arc, acesta să se deplaseze pe suprafaţa electrodului.

Întreruptorul în vid a depăşit faza de laborator, *dar fabricaţia lui de serie* se mărgineşte la puteri mici şi medii de întrerupere, de exemplu 300 MVA sau 12 kA la 14,4 kV cu un curent nominal de 600 A. Calităţile de bază ale întreruptorului cu vid constau în rapiditatea acţionării, datorită distanţei mici între contacte, volumul mic ocupat în raport cu aparatele clasice, consumul redus de materiale active şi lipsa de zgomot la deconectare.

8.2. SEPARATOARE

Separatorul este un aparat mecanic de conectare care în poziţia deschis asigură, din motive de securitate, o distanţă vizibilă minimă prescrisă între bornele fiecărui pol.

Separatorul poate întrerupe numai curenţi de valoare neglijabilă, cum sînt, în unele cazuri, curenţii de magnetizare ai transformatoarelor de putere mică sau curenţii nominali ai transformatoarelor de putere foarte mică, după cum se arată în tabela 8.7.

Separatorul trebuie să suporte pe scurtă durată, în poziţia închis, curenţii de scurtcircuit ai reţelei şi de asemenea tot pe scurtă durată trebuie să suporte, conform standardelor, o suprasarcină predeterminată.

Rolul separatorului este de a izola faţă de sursă o parte a instalaţiei şi din această cauză izolarea *trebuie să fie văzută* de operator. Cu ajutorul separatoarelor

TABELA 8.7.

Deconectarea transformatoarelor cu separatoare de interior, la acţionare manuală rapidă

Felul deconectării	Tensiunea de serviciu kV	5—6	10	20	25	30
Deconectarea în gol a transformatoarelor, cos φ=0,1	Puterea nominală a transformatorului, kVA	400	315	250	400	250
	Curentul cel mai mare întrerupt, A	6	3	1,25	1,25	1,0
Deconectarea în sarcină a transformatoarelor, cos φ=0,7	Puterea nominală a transformatorului, kVA	75	50	50	75	50
	Curentul nominal la plină sarcină	10	4	1,6	1,8	1,25

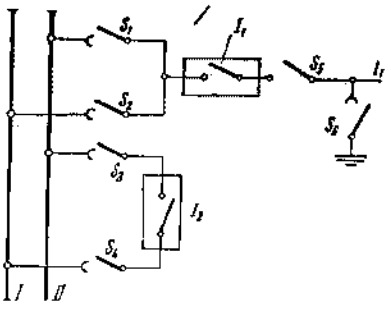


Fig. 8.86. Poziția separatorului într-un sistem de bare.

se poate face, în absența sarcinii și deci cu prealabila comutație a unui întreruptor, transferul de energie între sistemele de bare și de la sistemele de bare la plecări sau sosiri, așa cum se arată în figura 8.86. Cuplarea liniei l_1 se poate face cu ajutorul separatoarelor S_1 sau S_2 la unul din sistemele de bare I sau II. Izolarea liniei l_1 se realizează cu separatorul S_5, dar trebuie observat că, pentru protecția personalului, este necesar ca o linie deconectată la ambele capete să fie pusă la pământ prin separatorul de punere la pământ S_6, în scopul descărcării liniei de sarcini electrice. Transferul de energie de la sistemul de bare I la sistemul II se efectuează cu separatoarele S_3 și S_4.

Pentru a se evita, în stațiile electrice, deschiderea și închiderea separatorului în sarcină este necesar ca operațiile de închidere și deschidere ale separatorului să fie condiționate de poziția întreruptorului. Dispozitive de blocaj mecanice sau electromagnetice sau pneumatice nu permit manevrarea separatorului dacă întreruptorul se află în poziția închis.

Dechiderea unui separator sub sarcină echivalează cu producerea unui scurtcircuit. În adevăr, separatorul nu are cameră de stingere iar arcul electric se formează în aerul care se ionizează, determinîndu-se astfel formarea unui arc electric între faze. În multe construcții se evită formarea arcului pe barele colectoare prin introducerea unui perete separator între separator și barele colectoare. În acest caz conducția electrică, de la separator la bară, se realizează cu ajutorul izolatoarelor de trecere.

8.2.1. Separatoare de medie tensiune (1—60 kV)

Construcția separatoarelor trebuie să satisfacă condițiile de:

a. stabilitate electrodinamică;

b. stabilitate termică;

c. rigiditate dielectrică a suporților și între contacte, în poziția deschis.

Pentru asigurarea stabilității electrodinamice trebuie evitate buclele, iar efectul electrodinamic este util să contribuie la creșterea presiunii în contacte. Pentru material de interior și tensiuni pînă la 35 kV construcția principială este indicată în figura 8.87. Un pol al separatorului este susținut de izolatoarele *1*, *2* cu armare interioară. Contactul mobil este realizat din barele de cupru argintat *3*, *4* care asigură presiunea de contact cu resoartele reglate *5*, *6*. Efectul forței electrodinamice ce se exercită între bornele *3* și *4* parcurse de curentul *I*/2 contribuie la sporirea presiunii pe contacte, în cazul curenților intenși.

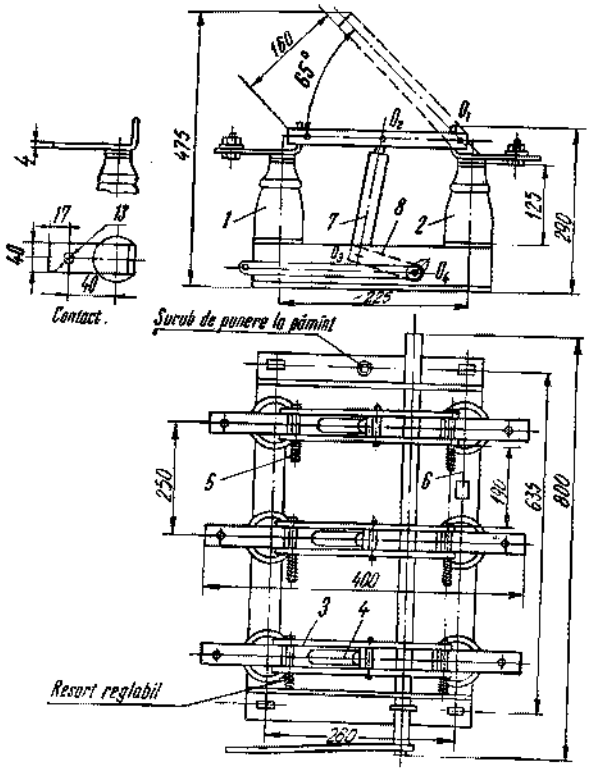


Fig. 8.87. Separator de medie tensiune (10 kV, 400 A).

Cinematica separatorului este relativ simplă. Prin acționarea axului O_4 mișcarea se transmite cuțitelor *1*, *2* în jurul axului O_1 și prin intermediul barei izolante *7* și a pîrghiei *8* solidară cu axul O_4.

La curenți intenși 1 000 — 2 000 A, cuțitele *3*, *4* iau forma unor profile U. Acționarea separatorului se poate face fie manual, fie cu aer comprimat, cu ajutorul unor sisteme de pîrghii adecvate sistemului de acționare.

8.2.2. Separatoare de înaltă tensiune (110-220 kV)

În stațiile de conexiuni și transformatoare montate în aer liber, separatoarele sînt supuse pericolului de depunere a gheții și chiciurii pe contacte, ceea ce conduce la blocarea separatorului în poziția închis. Contactele acestor separatoare trebuie să fie astfel proiectate încît înainte de separarea electrică a celor două elemente să se producă spargerea gheții. În figura 8.88 se indică construcții adecvate ruperii gheții de pe contacte. Astfel, în soluția *a*, se execută contacte punctiforme în formă de gheară, contactul electric stabilindu-se în

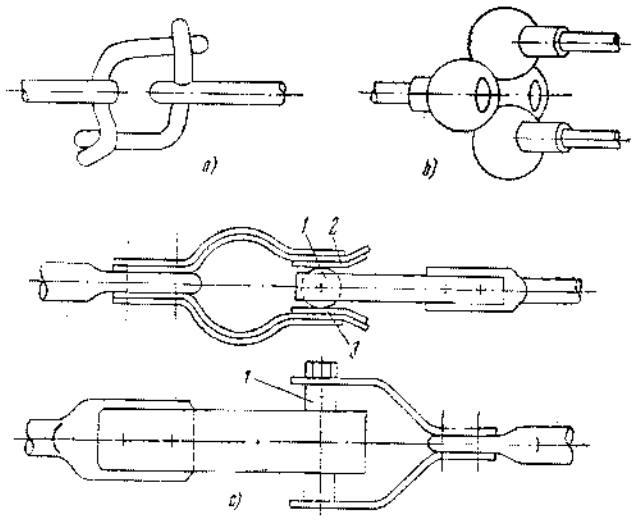


Fig. 8.88. Contacte pentru separatoare de tip exterior.

două puncte; în soluția *b*, se realizează contacte, între sfere, în patru puncte; în soluția *c*, se realizează două contacte liniare între cilindrul *1* și piesele *2* și *3*.

Cinematica separatoarelor de înaltă tensiune depinde și de spațiul disponibil pentru montaj. În figura 8.89 sînt prezentate două soluții posibile pentru realizarea aceleiași distanțe *b* între contactele deschise. Distanța *b* este determinată de asigurarea rigidității dielectrice a spațiului între bornele *A* și *B*, izolate față de sol cu izolatoare ceramice, la de două ori tensiunea nominală, ținînd seama de posibilitatea apariției opoziției de fază între două sisteme energetice izolate prin separator.

Mai există ideea ca izolația să se efectueze la $u=U+U_i$, unde U este valoarea de vîrf cea mai mare a tensiunii față de pămînt, care poate apărea într-un sistem, iar U_i este tensiunea de impuls cea mai mare care poate apărea în celălalt sistem, de polaritate opusă față de polaritatea la frecvența industrială. În soluția I contactele execută o mișcare de rotație într-un plan vertical, iar în soluția II contactele execută o mișcare în plan orizontal. În soluția I aria idealizată ocupată de separator este $b\times 2a$, iar înălțimea idealizată de la sol este $h+\frac{b}{2}$, în timp ce la soluția II aria corespunzătoare este $b\times\left(2a+\frac{3}{2}b\right)$, iar înălțimea este h. În cazul în care la instalare se dispune de o suprafață mică se va prefera soluția I.

În figura 8.90 se reprezintă separatorul de 220 kV fabricat de Uzinele Electroputere. Pe fiecare fază există două izolatoare suport *1* și *2*, care pot pivota executînd o rotație de 90° sub acțiunea mecanismului *3* care acționează pîrghiile *4* și *5* prin intermediul manivelei *6*. Pe tijele *11* și *12* sînt montate contacte de tipul *c* din figura 8.88. Bolțurile *9* și *10* fiind fixe și racordate la instalația fixă, în interiorul capelor *7* și *8* există contacte alunecătoare, care asigură calea de curent între bolțurile *9* și *10* și tijele *11* și *12*.

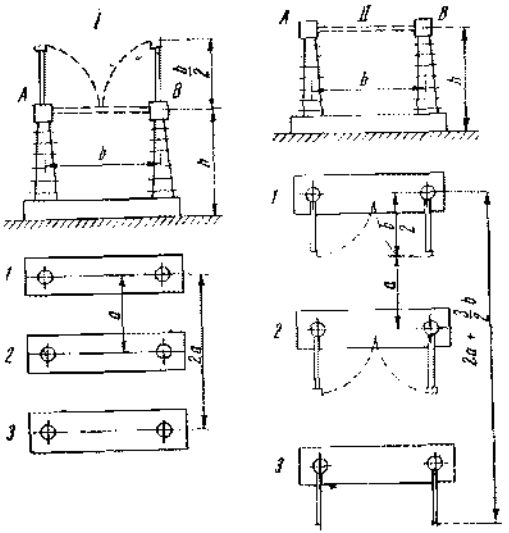


Fig. 8.89. Soluții cinematice la separatoare de tip exterior.

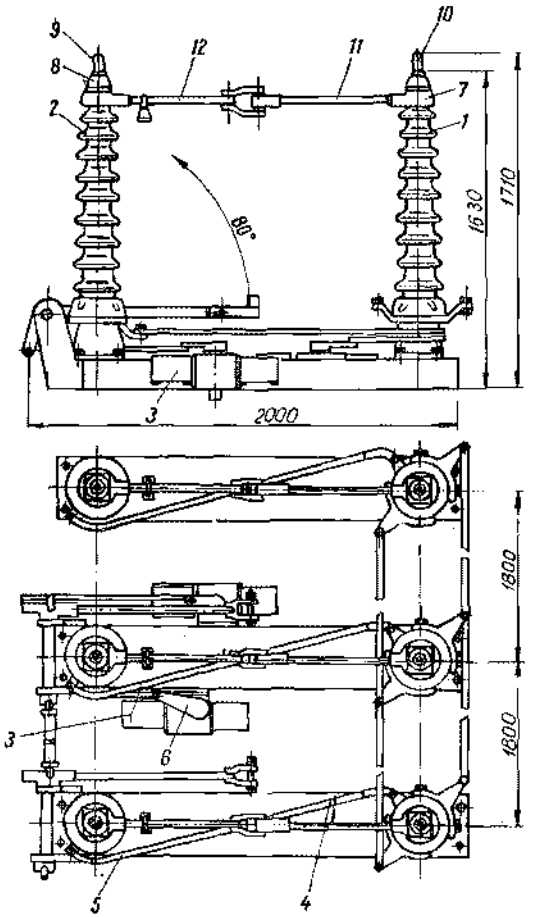


Fig. 8.90. Schița unui separator de 220 kV.

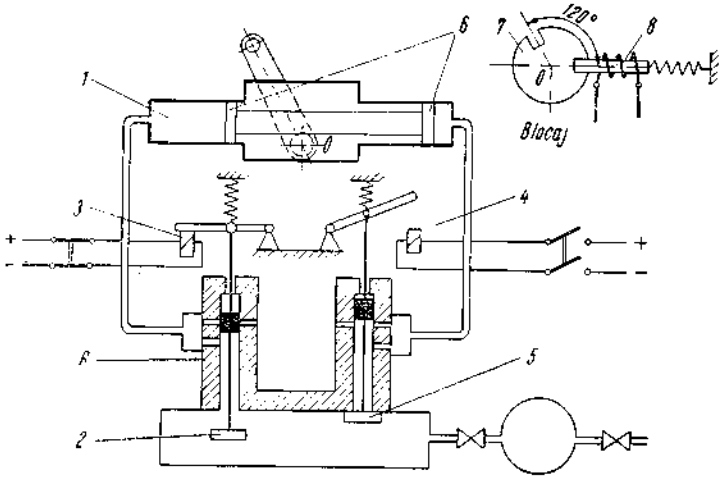


Fig. 8.91. Mecanism de acționare.

Mecanismul de acționare al separatorului reprezentat în figura 8.90 este schițat în figura 8.91. În carcasa *1* se află un piston cu dublu efect și tot aci un mecanism nu transformă mișcarea de translație în mișcare de rotație în jurul axului *O*. În corpul electrovalvei *6* se găsesc supapele *2* și *5*. Cu ajutorul electromagneților *3* și *4* se comandă deschiderea supapelor *2* și *3*, care permit admisia aerului comprimat la 6 at pe o față sau pe alta a pistonului dublu *6*.

Pe axul *O* care execută mișcarea de rotație se mai află și un dispozitiv de blocaj electromagnetic, format în esență din șaiba *7* prevăzută cu două goluri plasate la 120° și electromagnetul *8*. Blocajul se realizează în pozițiile extreme închis sau deschis ale separatorului.

8.2.3. **Separatoare de foarte înaltă tensiune**

La tensiuni foarte înalte cuprinse între 220 kV și 765 kV, utilizarea separatoarelor de tip *pantograf* sau *foarfece* conduce la reducerea considerabilă a suprafeței în plan ocupată de separator. În figura 8.92 se prezintă schița cinematică a unui astfel de separator de construcție AEG. Contactul *A* se stabilește între linia de înaltă tensiune jumelată *1*, iar borna *B* se stabilește la caseta *2* a mecanismului, care este izolată față de sol prin izolatorul ceramic *3*. În cilindrul *4* lucrează sub acțiunea aerului comprimat un piston cu dublu efect, care transmite mișcarea mecanismului din caseta *2*, prin intermediul izolatorului ceramic *5*. În figură, separatorul este reprezentat în poziția închis. Pentru a-l deschide se trimite aer comprimat pe fața inferioară a pistonului din cilindrul *4*, ceea ce determină deplasarea punctelor m_1 și m_2 în m_1' și m_2', realizînd astfel dis-

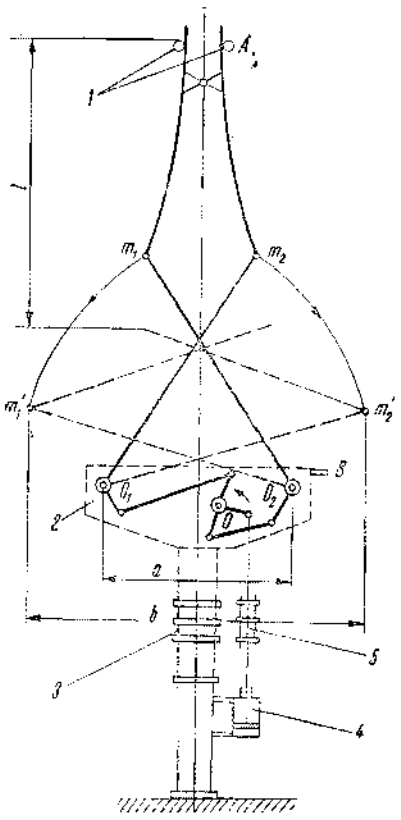


Fig. 8.92. Separator pantograf.

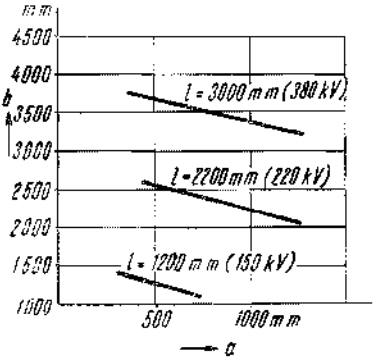


Fig. 8.93 Dimensiuni principale ale separatorului pantograf.

tanța de izolație *l*. La alegerea dimensiunilor de gabarit ale separatorului de tip pantograf există numeroase soluții posibile pentru o distanță *l* de izolație dată. În figura 8.93 se dau valorile cotei *b*, pentru separatorul deschis, în funcție de cota *a*, luînd ca parametru distanța de izolație pentru tensiunile de 150, 220 și 380 kV.

8.3. SEPARATORUL DE SARCINĂ

Acesta este definit ca un aparat de conectare capabil să întrerupă *sarcina nominală* a unui circuit și care în poziția deschis asigură o distanță minimă între contactul fix și cel mobil, întocmai ca separatorul.

Separatorul de sarcină este utilizat în următoarele cazuri :

a — Conectarea și deconectarea bateriilor de condensatoare pînă la puteri de circa 1 200 kVAr și 20 kV.

b — Înlocuirea întreruptorului (de putere) în punctele rețelei unde puterea de scurtcircuit este relativ redusă (de exemplu sub 30 MVA).

c — Aparat de conectare în rețelele buclate, avînd rolul de a închide sau deschide bucla la sarcina nominală de trecere.

d — Conectarea și deconectarea liniilor în gol și a cablurilor în gol, caz în care puterea de rupere este sensibil mai mică decît în cazul întreruperii sarcinilor normale.

O serie rațională de separatoare de sarcină este schițată în tabela 8.8.

TABELA 8.8.

metrii separatoarelor de sarcină

Tensiunea nominală kV	Curentul nominal A	Capacitatea de rupere		Curent de anclanșare kA_{max}	Curent limită dinamic kA_{max}	Curent limită termic kA
		la $\cos\varphi = 0{,}7$ A	$\cos\varphi = 0{,}15$ A			
10	400—1250	1000—1250	1 000	30—60	40—75	20—50
20	400— 630	600— 800	300	18—25	40—50	20—30
30	400—1250	500— 900	80	17—40	40—75	20—50

Deoarece în general separatorul de sarcină are capacitatea de deconectare mai mică decît puterea de scurtcircuit, rezultă că protecția împotriva scurtcircuitelor, în rețelele puternice, revine întreruptorului sau siguranței fuzibile.

În figura 8.94 s-a reprezentat schema de principiu a alimentării în buclă, cu utilizarea separatoarelor de sarcină *1* și *2*. Acestea sînt echipate cu releele electromagnetice r_1, r_2, care asigură o protecție independentă de curent. Siguranțele S_1 și S_2 asigură protecția împotriva curenților de scurtcircuit. Schema prezentată, rezultată din combinarea unui separator de sarcină cu o siguranță fuzibilă, permite înlocuirea unui întreruptor de putere, aparat mai costisitor.

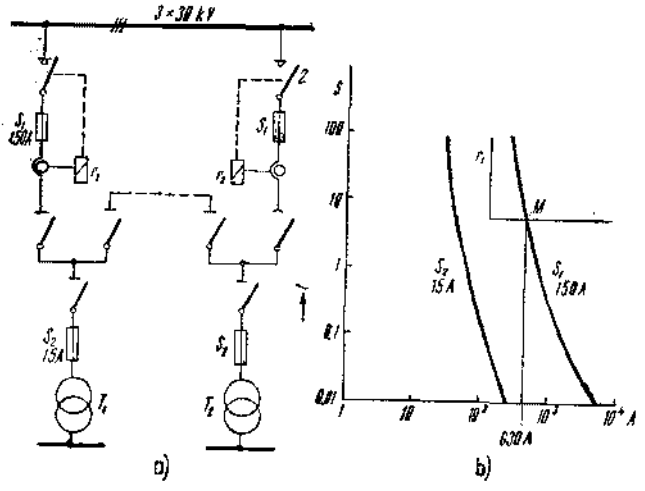


Fig. 8.94. Locul separatorului de sarcină.

La adoptarea unui sistem de comutaţie cu separatoare de sarcină este necesar să se coordoneze caracteristicile de protecţie. Astfel în figura 8.94, *b*, se reprezintă această coordonare, astfel încît pentru curenţi pînă la 630 A declanşează separatorul de sarcină *1* sub acţiunea caracteristicii de protecţie a releului r_1, la o durată de ordinul secundelor, iar la curenţi mai mari se va topi fuzibilul siguranţei S_1 la durate cu atît mai mici cu cît curentul de scurtcircuit este mai mare. Caracteristica de protecţie a siguranţei S_2 nu trebuie să intersecteze nici caracteristica releului electromagnetic r_1 şi nici cea a siguranţei S_2.

8.3.1. **Principiul de funcţionare a camerei plate**

Deoarece instalarea unui separator de sarcină, în principiu, trebuie să fie mai economică decît a unui întreruptor, este normal ca separatorul de sarcină să fie *autonom*, iar construcţia simplă. În majoritatea cazurilor, separatorul de sarcină derivă din separatorul propriu-zis, căruia i se adaugă un *cuţit de rupere* şi o *cameră de stingere* din material gazogen. În figura 8.95 se indică funcţionarea unui asemenea separator de sarcină. În schiţa *e* se arată un pol al separatorului. Unui contact mobil normal (cuţit dublu) *1* al separatorului i se adaugă cuţitul de rupere *2*, cuplat mecanic cu cuţitul *1* prin intermediul resortului *5*. În schiţele *a*, *b*, *c*, *d* se figurează etapele principale de funcţionare a separatorului de sarcină. Se observă că la rotaţia cuţitului *1*, prin care se stabileşte curentul de durată, contactul rămîne stabilit între cuţitul de rupere *2* şi bulonul *3*, pînă cînd cuţitul *2* scapă sub bulonul *3*, iar arcul electric se stabileşte între *2* şi *3*. Cum cuţitul *2* este sub acţiunea resortului *5*, acesta îi va imprima o viteză de 3—5 m/s, în fanta camerei de stingere *4*. Arcul electric întins astfel vine în contact cu pereţii gazogeni ai camerei de stingere. Se creează, în acest mod, o presiune locală şi o răcire intensă a arcului, ceea ce conduce la stingerea acestuia.

8.3.2. **Principiul de funcţionare al camerei tubulare**

În figura 8.96 se prezintă schiţa unei camere de stingere tubulare plasată în capul izolatorului suport *10*. Contactul de durată este stabilit între piesa fixă *1* şi piesa mobilă *2* fixată, prin intermediul conductorului arcuitor *6*, la extremitatea cuţitului mobil al aparatului, de care mai este solidară şi tija *5*, care se termină cu un vîrf de acroşaj şi care serveşte la întinderea arcului electric. În ţeava izolantă *3* se află fălcile de stingere *4*, care sînt prevăzute la partea inferioară cu legături elastice pentru formarea tulipei de acroşare *7* şi a contactelor de arc *11*. La deschiderea aparatului (sensul săgeţii) tija *3* antrenează tulipa *7*, comprimînd resortul *8* cu pistonul *9*, solidar cu *7*.

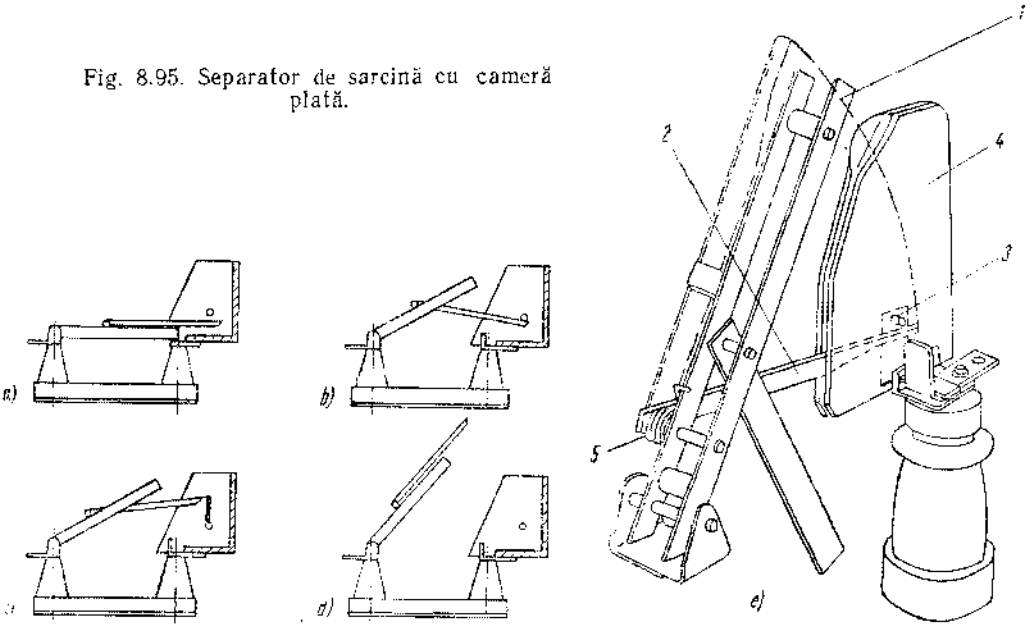
La o forţă dată capul tijei *3* scapă din tulipa *7*, creîndu-se o viteză relativ mare între tija *3* şi tulipa *7*:

$$v_r = v_{t_3} + v_{t_7},$$

unde: v_{t_3} este viteza de deplasare a tijei *3*;

v_{t_7} — viteza de revenire a tulipei *7* în poziţia iniţială.

Fig. 8.95. Separator de sarcină cu cameră plată.



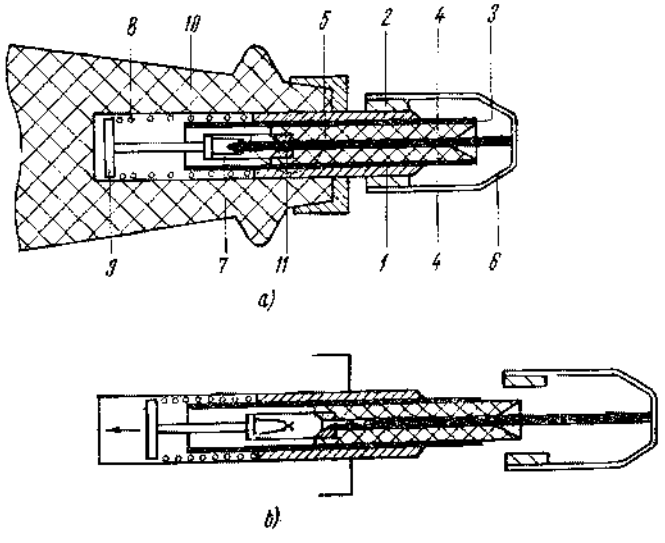


Fig. 8.96. Separator de sarcină cu cameră tubulară.

În schița *b* se reprezintă tocmai revenirea tulipei în poziție inițială prin acțiunea resortului *8*, care acum se destinde. Arcul electric se stabilește într-un spațiu îngust între piesa *11* și vîrful tijei *3*. Se creează astfel o oarecare presiune a gazelor dezvoltate de acțiunea arcului electric asupra fălcilor *4*, constituite din material gazogen, și deci se îndeplinesc condițiile de stingere ale arcului electric, înainte ca vîrful tijei *3* să părăsească incinta camerei de stingere.

Separatorul de sarcină cu cameră tubulară sau plată derivă, în ceea ce privește construcția, din întreruptorul cu formare proprie de gaze, a cărui răspîndire este limitată din ce în ce mai mult.

Materiale gazogene utilizate în construcția camerelor de stingere sînt : fibra roșie, rășina ureoformaldehidică, sticla organică (rășina polimetilmetanil). Între acestea, sticla organică are cea mai mare capacitate de a produce gaze prin descompunerea cauzată de arcul electric.

După Kukekov [101] compoziția gazelor rezultante din descompunerea materialelor gazogene este dată în tabela 8.9.

TABELA 8.9

Compoziția gazelor de descompunere, în %

	fibra roșie	sticla organică
CO_2	5,29	5,07
CO	51,34	47,71
H_2O	35,24	22,78
H_2	8,13	20,04

9.3.3. Elemente de calcul

Pentru camera de stingere tubulară se pot da indicații de calcul. Astfel se constată experimental că pentru a realiza o stingere este necesar ca în camera de stingere să existe o presiune de cel puțin 2 ata.

Presiunea de ardere a arcului se poate determina dacă se cunoaște :

$\delta\left[\frac{kg}{kWs}\right]$ cantitatea de gaz (gravimetrică) produsă de energia arcului de 1 kWs;

W_a — energia arcului în intervalul 0, t.

V_m — volumul cel mai mare posibil al camerei de stingere, înainte de destinderea gazelor.

Presiunea în camera de stingere rezultă din relația

$$p_1 V_m = MRT = \delta W_a RT \text{ sau}$$

$$p_1 = \frac{\delta W_a RT}{V_m}. \tag{8.156}$$

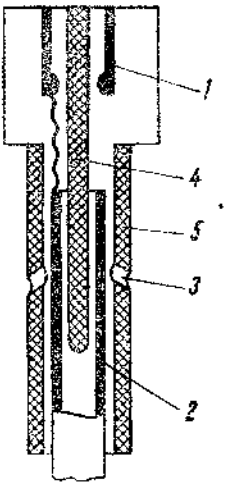


Fig. 8.97. Întreruptor cu frînare proprie de gaze.

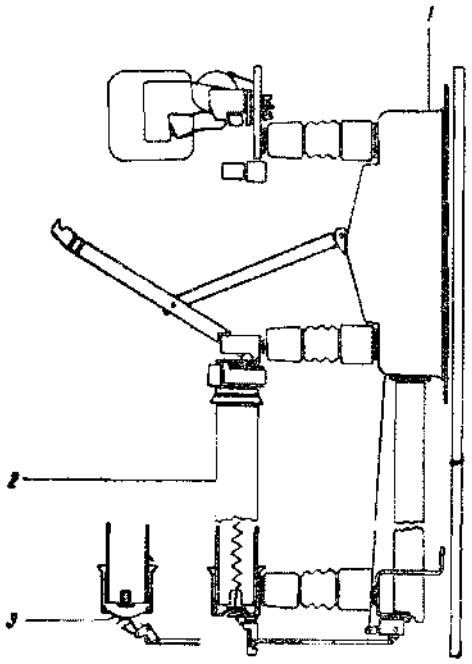


Fig. 8.98. Ansamblu siguranță fuzibilă-separator de sarcină.

Mărimea δ se determină experimental, ca fiind pierderea de masă a camerei de stingere, pentru fiecare material și fiecare formă a camerei de stingere. Astfel pentru canal rotund de fibră se ajunge la $\delta = 0{,}35 \cdot 10^{-4}$ kg/kWs.

Pentru calcule preliminare se mai poate considera

$$T = 1\,000 — 1\,500°K\,;$$

$W_a = \int_0^t E_a v\, t\, i\, dt$, unde gradientul arcului electric E_a se poate lua 150 V/cm.

Observații. Camera de stingere plată nu se poate calcula, dar pentru exemplarele reușite se știe că viteza electrodului port-arc este de ordinul 1—3 m/s, iar fanta de ordinul 5 mm.

Cu ajutorul relației (8.156) se poate calcula și camera de stingere a întreruptorului cu formare proprie de gaze, a cărui schiță este indicată în figura 8.97 cu observația că aci V_m este volumul camerei de stingere pînă la orificiul de evacuare a gazelor.

Funcționarea acestui tip se bazează atît pe formarea unei presiuni prin retragerea contactului mobil *2* din cel fix *1*, dar și pe suflajul transversal al arcului prin orificiul *3* după ce tija *2* a eliberat acest orificiu. Atît tija *4* cît și cilindrul *5* sînt din material gazogen.

Separatorul de sarcină cuplat cu siguranța fuzibilă limitatoare poate înlocui cu succes un întreruptor de putere, siguranța preluînd sarcina de a întrerupe curenții de scurtcircuit. În figura 8.98 se arată amplasarea siguranței *2* și a

separatorului de sarcină *1* la o asemenea construcție. Declanșarea separatorului de sarcină se face la comanda indicatorului de funcționare *3*, a siguranței și numai dacă s-au topit siguranțele pe două faze. Dacă declanșarea s-ar efectua la topirea unei singure siguranțe ar exista pericolul de a solicita separatorul de sarcină la curenții de scurtcircuit.

8.4. SIGURANȚE FUZIBILE

Siguranța fuzibilă este un aparat de comutație a cărui funcție este de a deschide un circuit străbătut de un curent care depășește o valoare dată, prin fuziunea unuia sau mai multor elemente dimensionate în acest scop.

Siguranța fuzibilă are funcția importantă de a *limita* ca amplitudine și durată curenții de scurtcircuit și ca urmare de a reduce apreciabil efectele termic și electrodinamic corespunzătoare.

8.4.1. Utilizare

Folosirea siguranțelor fuzibile în instalațiile de înaltă tensiune are o bază economică întrucît siguranța fuzibilă este un aparat simplu, care se poate uzina la un preț de cost redus, și care poate înlocui în unele cazuri întreruptoarele de putere, aparate mai costisitoare. Siguranțele fuzibile sînt utilizate la protecția transformatoarelor de măsură de tensiune împotriva scurtcircuitelor ce pot apărea pe partea de joasă tensiune, după cum se arată în figura 8.99. De asemenea, posturile de transformare de mică putere (25 — 50 kVA) montate pe stîlpi pentru electrificarea satelor sînt protejate cu siguranțe fuzibile pe partea de înaltă tensiune (15 — 20 kV) ca în figura 8.100. În prezent există

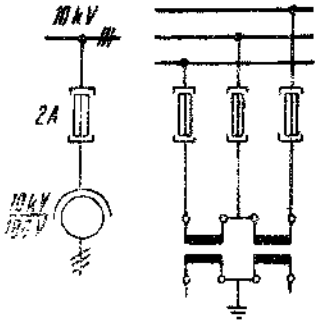


Fig. 8.99. Transformator de măsură protejat cu siguranțe fuzibile.

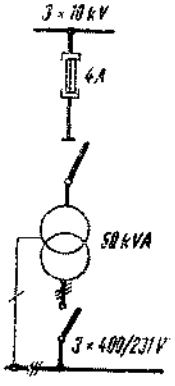


Fig. 8.100. Post de transformare protejat cu siguranțe fuzibile.

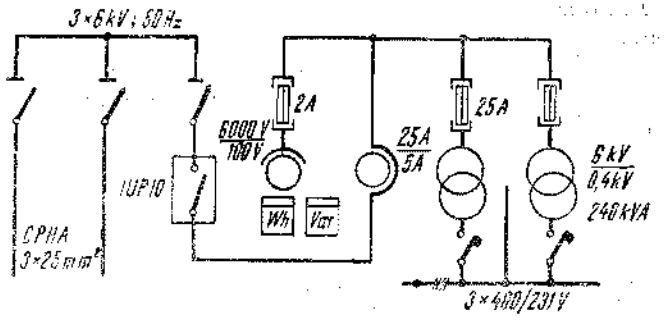


Fig. 8.101. Schema electrică a unui post de transformare.

tendința de a economisi aparatajul greu de comutație, cum sînt întreruptoarele cu siguranțe fuzibile plasate pe un circuit izolat, deci care joacă și rolul de separator ca în schema din figura 8.101. Astfel de siguranțe fuzibile protejează transformatoare de putere de 240 kVA din posturile de transformare ale întreprinderilor industriale.

În mod normal, fiecare transformator necesită un întreruptor și un separator pentru a se conecta la barele de înaltă tensiune. Dispoziția echipamentului din figura 8.101 permite utilizarea unui singur reductor de curent pentru cele două transformatoare și ca urmare se folosește cîte un singur echipament pentru înregistrarea energiilor activă și reactivă.

8.4.2. Funcționarea la scurtcircuit; caracteristica de limitare

La siguranțele de înaltă tensiune moderne firul fuzibil se află înglobat într-o masă de nisip de cuarț astfel încît stingerea arcului electric este determinată de preluarea căldurii de către granulele de nisip. Mai trebuie observat că din momentul în care firul ajunge în stare lichidă, masa de lichid nu mai păstrează forma geometrică a firului, fiind supusă deformării cauzate de forțele electrodinamice în bucla parcursă de curent, și de forțele Lorentz în masa de lichid.

Procesul complex al topirii fuzibilului sub acțiunea curentului de scurtcircuit se poate schematiza ca în figura 8.102. Pe durata t_1 are loc încălzirea firului pînă la temperatura θ_1; pe durata $t_2 - t_1$ materialul se topește în întregime iar temperatura θ_1 se conservă; pe durata $t_3 - t_2$ lichidul este încălzit pînă la temperatura de vaporizare θ_2, după care ar urma teoretic formarea arcului electric. În realitate, arcul electric se formează mai devreme între picăturile de metal lichid, ca urmare a existenței forțelor electrodinamice și de tensiune superficială a lichidului.

Se poate calcula cu exactitate durata t_1 și curentul i_1, la care începe fuziunea pe curba a de creștere a curentului, ca și curentul i_2, la care s-a terminat topirea metalului etc. numai dacă se face ipoteza că se păstrează forma geometrică a firului în stare lichidă, ceea ce este însă puțin probabil. Procesul de topire a fuzibilului se studiază pe etape.

Timpul de fuziune cuprins între 0 și t_2 a firului sub acțiunea curenților de scurtcircuit este de ordinul 1—5 ms și deci se poate admite că, într-un interval de timp atît de scurt, întreaga cantitate de căldură dezvoltată în fir prin efect Joule este utilizată la ridicarea conținutului de căldură a firului.

Evoluția în intervalul 0—t_1. Se scrie că prin trecerea curentului i, în intervalul de timp dt, temperatura firului a crescut cu $d\theta$, încălzirea firului la $t=0$ fiind nulă:

$$Ri^2\ dt=c_1\ l\ A\ d\theta \text{ sau}$$

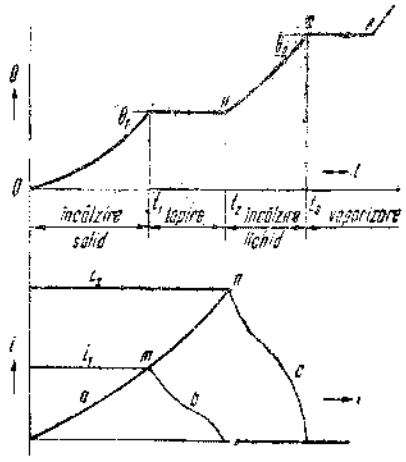


Fig. 8.102. Procesul topirii firului fuzibil.

$$\rho_{20}(1+\alpha_R\theta)\frac{l}{A}i^2\ dt=c_1\ l\ A\ d\theta,$$

unde s-a notat cu:

ρ_{20} — rezistivitatea materialului firului la 20°C;
α_R — coeficientul de temperatură al rezistivității;
c_1 — căldura specifică volumică în stare solidă;
A — aria secțiunii transversale a firului;
θ — încălzirea firului.

Din relația precedentă se obține succesiv

$$\int_0^t J^2\ dt=\frac{c}{\rho_{20}}\int_0^{\theta_1}\frac{d\theta}{1+\alpha_R\theta}=\frac{c_1}{\rho_{20}\alpha_R}\ln\ (1+\alpha_R\theta_1). \qquad (8.157)$$

Se observă că primul termen reprezintă integrala în timp a pătratului densității de curent, iar termenul al doilea reprezintă o constantă de material, întrucît c, ρ_{20}, α_R și θ sînt bine stabilite pentru un material dat. Astfel relația (8.157) se poate scrie sub forma

$$\int_0^t J^2\ dt=K_1, \qquad (8.158)$$

unde K_1 se mai numește și constanta lui Meyer.

Evoluția în intervalul t_1—t_2. În acest interval de timp există atît metal solid cît și lichid, care ocupă ipotetic forma geometrică a firului în stare solidă. Bilanțul energetic ia forma

$$\int_{t_1}^{t_2} i^2 \rho_m \frac{l}{A}\,dt=\lambda\, Al \text{ sau}$$

$$\int_{t_1}^{t_2} J^2\,dt=\frac{\lambda}{\rho_m}=K_2,$$

unde s-a notat cu:

ρ_m — rezistivitatea medie a porțiunilor lichidă și solidă luate împreună;
λ — căldura latentă volumică de topire.

K_2 depinde de căldura latentă de topire și de ρ_m rezistivitatea medie și deci este tot o constantă de material.

Evoluția în intervalul t_2—t_3. În acest interval de timp metalul lichid se încălzește de la θ_1 la θ_2, pînă cînd ajunge la temperatura de volatilizare. Bilanțul energetic corespunzător este

$$\int_{t_2}^{t_3} J^2\,dt=\frac{c_2}{\rho_2\beta}\ln\,[1+\beta(\theta_2-\theta_1)]=K_3,$$

unde s-a notat cu:

c_2 — căldura specifică volumică în stare lichidă;
ρ_2 — rezistivitatea în stare lichidă;
β — coeficientul de temperatură al rezistivității în stare lichidă;
K_3 — constantă de material.

Pentru intervalul de timp total de la 0 la t_3 se poate scrie

$$\int_0^{t_3} J^2\,dt=\int_0^{t_1} J^2\,dt+\int_{t_1}^{t_2} J^2\,dt+\int_{t_2}^{t_3} J^2\,dt=K_1+K_2+K_3=K \qquad (8.159)$$

În tabela 8.10 se arată după Rüdeberg valorile constantelor de material K_1, K_2, K_3 și K pentru metalele cupru și argint.

TABELA 8.10

Constante de material, în $(A/cm^2)^2 \cdot s$

Constanta	Cupru	Argint
K_1	$8{,}63 \cdot 10^8$	$5{,}91 \cdot 10^8$
K_2	$1{,}33 \cdot 10^8$	$1{,}02 \cdot 10^8$
K_3	$1{,}76 \cdot 10^8$	$1{,}07 \cdot 10^8$
$K=K_1+K_2+K_3$	$11{,}72 \cdot 10^8$	$8{,}00 \cdot 10^8$

Din tabela 8.10 rezultă că valoarea lui K_1 este aproximativ 3/4 din valoarea lui K. Valoarea lui K pentru argint este aproximativ 0,67 din valoarea corespunzătoare pentru cupru și prin urmare argintul este mai indicat pentru construirea siguranțelor fuzibile, deoarece se topește mai repede decît cuprul la același curent.

La efectuarea calculelor practice se consideră $K=K_1+K_2$, deoarece, în stare complet lichidă, fuzibilul nu mai poate să-și conserve forma geometrică din starea lichidă, iar arcul electric apare între picăturile de lichid, înainte de încălzirea acestuia pînă la temperatura de vaporizare. Astfel, calculul duratei de topire și a curentului limitat, care reprezintă valoarea instantanee a curentului în momentul topirii complete a fuzibilului, se face cu relația

$$\int_0^{t_2} I^2\,dt=K_1+K_2=K. \tag{8.160}$$

Intervalul de timp scurs între momentul apariției curentului de scurtcircuit și momentul apariției arcului electric se numește durata prearc.

Durata prearc în curent continuu. Dacă se consideră un circuit neinductiv și siguranța este parcursă de curentul I, relația (8.160) conduce la

$$I^2t_2=KA^2 \quad \text{sau} \quad t_2=\frac{KA^2}{I^2}=t_0. \tag{8.161}$$

Cu t_0 se notează durata prearc a curentului limitat în cazul curentului continuu de forma treptei.

Dacă circuitul are inductivitate, iar constanta de timp corespunzătoare este $\tau=L/R$, curentul care parcurge siguranța are expresia

$$i_2=I\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \tag{8.162}$$

unde I este valoarea stabilizată a curentului. Prin introducerea curentului i în relația (8.160) se obține

$$I^2\int_0^{t_2}\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 dt=I^2\int_0^{t_2}\left(1+e^{-\frac{2t}{\tau}}-2e^{-\frac{t}{\tau}}\right)dt=KA^2$$

sau

$$\int_0^{t_2} dt+\int_0^{t_2} e^{-\frac{2t}{\tau}}\,dt-2\int_0^{t_2} e^{-\frac{t}{\tau}}\,dt=\frac{KA^2}{I^2}$$

sau

$$t_2-\frac{\tau}{2}\left(e^{-\frac{2t_2}{\tau}}-1\right)+2\tau\left(e^{-\frac{t_2}{\tau}}-1\right)=\frac{KA^2}{I^2}=t_0,$$

relație care stabilește o legătură între durata t_2 și durata t_0, dar se observă că funcția corespunzătoare este transcendentă. Pentru rezolvarea acestei ecuații se ordonează termenii și apoi se dezvoltă funcția exponențială[1], care se limitează la termenul al patrulea, ceea ce este suficient, dacă se consideră că $t_2 \ll \tau$

$$t_0 \approx t_2 + \frac{\tau}{2} - 2\tau - \frac{\tau}{2}\left(1 - \frac{2t_2}{\tau} + \frac{4t_2^2}{2\tau^2} - \frac{8t_2^3}{6\tau^3}\right) + 2\tau\left(1 - \frac{t_2}{\tau} + \frac{t_2^2}{2\tau^2} - \frac{t_2^3}{6\tau^3}\right)$$

sau

$$\frac{1}{3}\frac{t_2^3}{\tau^2} = t_0,$$

de unde rezultă

$$t_2 = \sqrt[3]{3t_0\tau^2}. \tag{8.163}$$

Deci durata t_2 a fuziunii firului se poate determina în funcție de durata t_0 și constanta de timp τ. Curentul limitat este dat de relația (8.162) în care pentru t se introduce valoarea din (8.163), adică

$$i_2 = I\left(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}\right). \tag{8.164}$$

Durata prearc în curent alternativ. În cazul curentului de scurtcircuit simetric, expresia acestuia poate fi scrisă sub forma

$$i = \sqrt{2}\ I\ \sin \omega t \approx \sqrt{2}\ I\ \omega t. \tag{8.165}$$

Adică în ipoteza că topirea fuzibilului are loc după timpul t_2 foarte mic, unghiul ωt_2 este mic, iar $\sin \omega t_2$ se înlocuiește cu ωt_2; ecuația generală (8.166) devine

$$\int_0^{t_2} i^2\ dt = 2I^2\omega^2 \int_0^{t_2} t^2\ dt = \frac{2}{3} I^2\omega^2 t_2^3 = KA^2.$$

De aci rezultă că

$$t_2 = \sqrt[3]{\frac{3KA^2}{2I^2\tau^2}}.$$

Dacă în această relație se înlocuiește $KA^2/I^2 = t_0$ și $\omega^2 = 4\pi^2 \frac{1}{T^2}$, unde T este perioada curentului alternativ se obține

$$t_2 = \sqrt[3]{\frac{3t_0T^2}{8\pi^2}} \approx \frac{1}{3}\sqrt[3]{t_0\ T^2}. \tag{8.166}$$

[1] $e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \ldots$

Dacă se raportează timpul de fuziune t_2 și timpul de fuziune în curent continuu t_0 la durata perioadei se obțin mărimile relative

$$\sigma_m = \frac{t_2}{T} \quad \text{sau} \quad t_2 = \sigma_m T ;$$

$$\sigma_0 = \frac{t_0}{T} \quad \text{sau} \quad t_0 = \sigma_0 T .$$

Cu aceste notații relația (8.166) devine

$$\sigma_m T = \frac{1}{3}\sqrt[3]{\sigma_0 T^3} \quad \text{sau} \quad \sigma_m = \frac{1}{3}\sqrt[3]{\sigma_0} . \tag{8.167}$$

Deci, timpul de fuziune relativ σ_m în curent alternativ simetric se poate exprima în funcție de timpul de fuziune relativ în curent continuu.

Curentul limitat i_2 în regim simetric se obține din relația (8.165) și anume

$$i_2 = 2\pi\sqrt{2}\ I\sigma_m . \tag{8.168}$$

În cazul curentului de scurtcircuit asimetric expresia acestuia se poate scrie sub forma

$$i = \sqrt{2}\, I\left(e^{-\frac{t}{\tau}} - \cos\ \omega t\right) \approx \sqrt{2}\, I(1 - \cos\ \omega t) . \tag{8.169}$$

Prin dezvoltarea în serie[1] a funcției cos ωt și limitarea la primii doi termeni se obține

$$i = \sqrt{2}\, I\left(1 - 1 + \frac{\omega^2 t^2}{2}\right) = \sqrt{2}\, I\,\frac{\omega^2 t^2}{2} \tag{8.170}$$

care însă se depărtează de funcția sinusoidală, deoarece dezvoltarea în serie s-a limitat la primii doi termeni. Ecuația parabolei se poate corecta cu ajutorul coeficientului k astfel încît curba ecuației corectate să intersecteze funcția sinusoidală la timpul $t = T/4$, considerat cel mai mare timp de fuziune posibil. Se poate scrie deci

$$i = \left| k I\sqrt{2}\,\frac{\omega^2 t^2}{2} \right|_{t=T/4} = \left| I\sqrt{2}\ (1 - \cos\ \omega t) \right|_{t=T/4} \quad \text{sau :}$$

$$k I\sqrt{2}\,\frac{4\pi^2}{2T^2}\,\frac{T^2}{16} = I\sqrt{2} ,$$

de unde rezultă

$$k = \frac{8}{\pi^2} ,$$

[1] $\cos x = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \ldots$

iar ecuația corectată a parabolei este

$$i=\frac{8}{\pi^2}\,I\sqrt{2}\,\frac{4\pi^2}{2T^2}\,t^2=\frac{16\sqrt{2}}{T^2}\,It^2. \tag{8.171}$$

Acum se poate scrie expresia integralei pătratului curentului

$$\int_0^{t_2}\left(\frac{16\sqrt{2}}{T^2}\,It^2\right)^2 dt=\frac{102{,}4}{T^4}\,I^2\,t_2^5=KA^2,\ \text{sau}$$

$$t_2=\frac{1}{2{,}53}\sqrt[5]{\frac{KA^2}{I^2}\,T^4}=\frac{1}{2{,}53}\sqrt[5]{T^4t_0}. \tag{8.172}$$

Dacă se mențin notațiile pentru indicarea timpului relativ de fuziune $\sigma_m=t_2/T$ și $\sigma_0=t_0/T$, ecuația (8.172) se poate scrie

$$\sigma_m T=\frac{1}{2{,}53}\sqrt[5]{T^5\sigma_0}\quad\text{sau}\quad\sigma_m=\frac{1}{2{,}53}\sqrt[5]{\sigma_0}. \tag{8.173}$$

Valoarea limitată a curentului de scurtcircuit asimetric se obține dacă în relația (8.171) se ține seama de (8.173) adică

$$i_2=\frac{16\sqrt{2}}{I^2}\,I\sigma_m^2\,T^2=16\sqrt{2}\;I\sigma_m^2. \tag{8.174}$$

În figura 8.103 s-au trasat curbele curenților de scurtcircuit în ipotezele de calcul făcute și anume:

a) $i=I$;

b) $i=\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$;

c) $i=I\sqrt{2}\,\sin\omega t$;

d) $i=I\sqrt{2}\,(1-\cos\omega t)$;

e) $i=\frac{16\sqrt{2}}{T^2}\,I\,t^2$.

De asemenea, pentru curba exponențială *b* s-a trasat tangenta în origine, care definește prin intersecția cu $I=$const. subtangenta, adică valoarea constantei de timp a circuitului de curent continuu.

Caracteristica de limitare se obține trecînd în ordonată valoarea instantanee a curentului limitat $i_{lim}=i_2$, iar în abscisă valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit prezumat, adică valoarea efectivă a curentului care s-ar stabili în circuit dacă siguranța fuzibilă ar fi înlocuită cu un conductor de impedanță nulă. Pentru curenții de scurtcircuit simetric și asimetric există caracteristici diferite. În cazul curentului de scurtcircuit asimetric limitarea curentului este

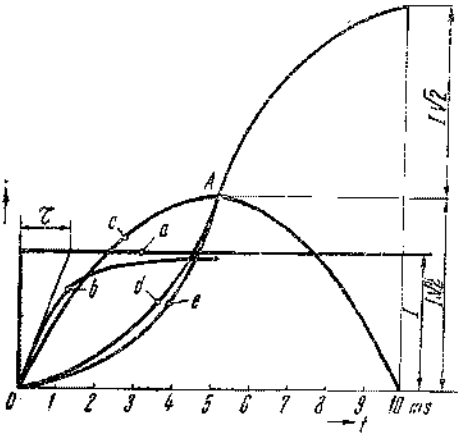


Fig. 8.103. Diagrame ale curenților de scurtcircuit.

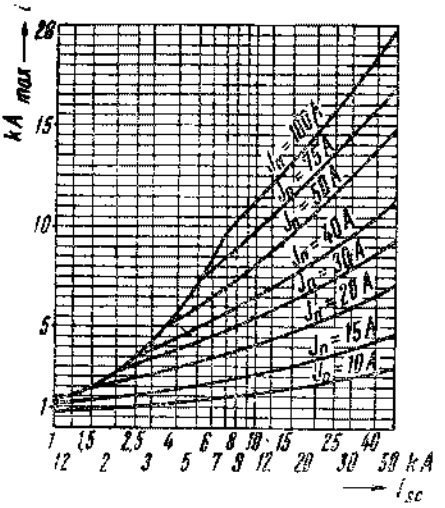


Fig. 8.104. Caracteristice de limitare a siguranțelor fuzibile de î.t.

mai pronunțată și durata prearc mai mare decît în cazul curentului de scurtcircuit simetric. În figura 8.104 se prezintă caracteristicile de limitare pentru o serie normală de siguranțe fuzibile de înaltă tensiune.

Observație. Chiar după topirea completă a elementului fuzibil și deci la inițierea arcului electric curentul are tendință de creștere, deoarece rezistența arcului electric este relativ mică. Din punct de vedere practic curentul limitat se calculează suficient de exact cu relația (8.160).

8.4.3. Funcționarea la suprasarcină; caracteristica de protecție

La curenți de suprasarcină adică pentru $I=(1,1—6)\ I_n$ efectul limitat al siguranței fuzibile nu se mai manifestă, dar se observă o dependență a duratei de fuziune în funcție de intensitatea curentului de suprasarcină, dependență care se reprezintă grafic sub forma caracteristicii de protecție la suprasarcină, ca în figura 8.105. Calculul caracteristicii de suprasarcină este posibil cu ajutorul calculatoarelor electronice [2]. În acest scop se stabilește o rețea termică echivalentă pe care se rezolvă ecuația transmisiei căldurii. Pentru efectuarea de calcule preliminare și a observa sensul în care trebuie corectate prototipurile realizate se folosește rețeaua termică simplificată din figura 8.106. Din motive de simetrie se consideră numai o jumătate din elementul înlocuitor al siguranței fuzibile. Punctul cel mai cald al firului fuzibil s-a notat cu A, iar B este un punct din mediul ambiant.

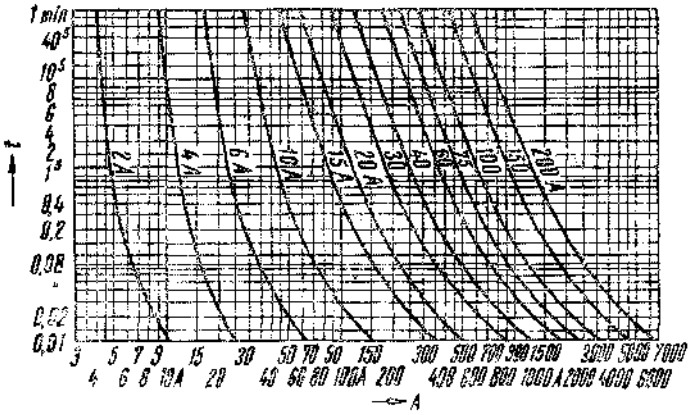


Fig. 8.105. Caracteristica de protecție la suprasarcină.

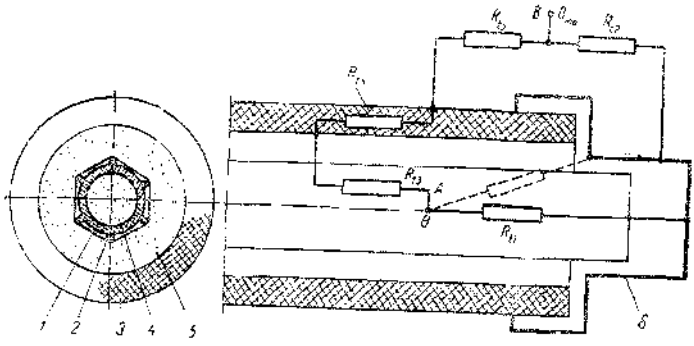


Fig. 8.106. Relativ la schema termică echivalentă :
1 — fire fuzibile ; 2 — suport ceramic ; 3 — anvelopă de porțelan ; 4, 5 — umplutură cu nisip de cuarț ; 6 — armătură de contact.

Se folosesc notațiile :

θ_{max} — temperatura punctului A ;

θ_{ma} — temperatura mediului ambiant ;

RI^2 — puterea dezvoltată în jumătate din lungimea firelor fuzibile, conectate în paralel, putere concentrată ipoletic în punctul A ;

R_{t_1} — rezistența termică pentru 1/4 din lungimea firelor conectate în paralel ;

R_{t_2} — rezistența termică la periferia armăturii de contact ;

R_{t_3} — rezistența termică între cilindrul echivalent de înfășurări a firelor fuzibile și anvelopa de porțelan pe jumătate din lungimea anvelopei ;

R_{t_4} — rezistența termică a anvelopei de porțelan pe jumătate din lungimea anvelopei ;

R_{t5} — rezistența termică la periferia anvelopei de porțelan pe jumătate din lungimea anvelopei;
R_t — rezistența termică globală între punctele A și B;
c_1 — căldura specifică volumică a firului fuzibil;
V_1 — 0,5 din volumul firelor fuzibile;
c_2 — căldura specifică volumică a suportului ceramic;
V_2 — volumul suportului ceramic;
c_3 — căldura specifică a nisipului de cuarț;
V_3 — volumul nisipului de cuarț din interiorul suportului ceramic.

La apariția unei suprasarcini, procesul termic este relativ lent și deci se poate face ipoteza că firele fuzibile, suportul ceramic și nisipul din interiorul suportului ceramic urmăresc aceeași temperatură. Se scrie bilanțul termic

$$Ri^2\ dt=(c_1V_1+c_2V_2+c_3V_3)\ d\theta+\frac{\theta}{R_t}dt. \tag{8.175}$$

Rezistența electrică a firelor în paralel pe jumătate din lungimea lor este $R=R_{ma}\ (1+\alpha_R\theta)$, unde R_{ma} este rezistența la temperatura mediului ambiant. Se observă că rezistența globală are ca expresie $R_t=R_A\ R_B/(R_A+R_B)$ unde $R_A=R_{t1}+R_{t2}$, $R_B=R_{t3}+R_{t4}+R_{t5}$. Ecuația (8.175) se scrie acum

$$\frac{d\theta}{\frac{1}{c}dt}+\frac{1-R_{ma}R_t\,\alpha_R\,I^2}{R_t\,c\,V}\theta=\frac{R_{ma}\,I^2}{c\,V} \tag{8.176}$$

unde $cV=c_1V_1+c_2V_2+c_3V_3$.

Soluția ecuației diferențiale (8.176) este

$$\theta=\frac{R_{ma}\,R_t\,I^2}{1-\alpha_R\,R_{ma}\,R_t\,I^2}\left[1-\exp\left(-\frac{1-\alpha_R\,R_{ma}\,R_t\,I^2}{c\,V\,R_t}t\right)\right].$$

Cu notațiile

$$\frac{R_{ma}\,R_t\,I^2}{1-\alpha_R\,R_{ma}\,R_t\,I^2}=\theta_{max} \tag{8.177}$$

$$\frac{c\,V\,R_t}{1-\alpha_R\,R_{ma}\,R_t\,I^2}=T \tag{8.178}$$

se obține ecuația generală a încălzirii

$$\theta=\theta_{max}\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right). \tag{8.179}$$

Caracteristica de suprasarcină se trasează observînd că pentru fiecare valoare dată lui I se obține o valoare θ_{max} și că din relația (8.179) se scoate pentru θ_{max} dat valoarea timpului de topire, adică de acționare a siguranței

$$t_a=T\ \ln\frac{\theta_{max}}{\theta_{max}-\theta_a}. \tag{8.180}$$

Încălzirea de acționare θ_a este încălzirea la care are loc fuziunea firelor care, în majoritatea construcțiilor, sînt de argint.

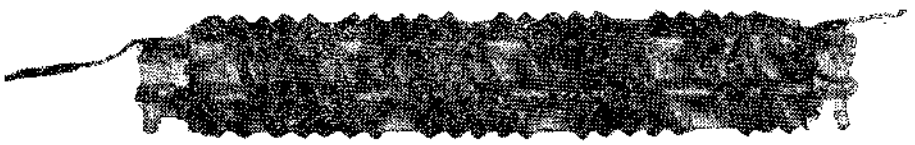


Fig. 8.107. Suport ceramic cu omizi de nisip sinterizat.

8.4.4. Supratensiunea de comutație

Prin topirea firelor fuzibile și formarea de arcuri electrice între picăturile de lichid acestea se vaporizează, iar nisipul în contact cu arcul electric se sinterizează. În acest mod apare în locul firului fuzibil, imediat după topire, o omidă de material sinterizat, a cărei rezistență electrică depinde de gradul său de răcire. Această omidă preia curentul de scurtcircuit și îl anulează cînd, rezistența omizii, prin răcire, devine foarte mare. În figura 8.107 se prezintă un suport ceramic cu omizi de nisip sinterizat, rezultate după funcționarea unei siguranțe fuzibile cu U_n=6 kV; I_n=25 A și S_r=200 MVA. Puterea de rupere S_r se consideră în sistem trifazat pentru curentul prezumat I_p, adică $S_r=\sqrt{3}\ U_n\ I_p$.

Curentul cel mai mare în omidă este curentul de fuziune al firului metalic. Oscilograma tipică a deconectării unui circuit cu ajutorul siguranței fuzibile este indicată în figura 8.108, *a*. Curentul de scurtcircuit este stabilit în condiția $\alpha=\varphi-\psi=\frac{\pi}{2}$. În acest caz apare curentul de scurtcircuit de asimetrie maximă,

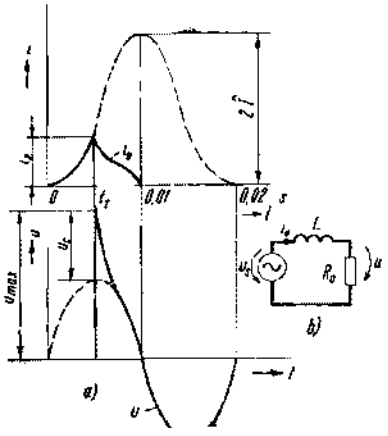


Fig. 8.108. Formarea supratensiunii de comutație.

iar expresia lui este de forma

$$i=\hat{I}\left(e^{-\frac{t}{T}}-\cos\ \omega t\right)\cong\hat{I}(1-\cos\ \omega t).$$

Pînă în momentul t_2 al topirii curentul urmărește această relație. În momentul t_2 al topirii, deci al apariției rezistenței R_0 a omizii de material sinterizat, curentul decurge după curba i_0. Se poate considera în primă aproximație, că rezistența R_0 este constantă și în acest caz după timpul t_2 este valabil circuitul echivalent din figura 8.108, *b*. Tensiunea sursei este de forma $u_s=\hat{U}$ sin ωt. Ca urmare a variației bruște de curent în momentul t_2 la bornele siguranței fuzibile, res-

pectiv a rezistenței R_0, care reprezintă rezistența materialului sinterizat nu apare tensiunea rețelei u, ci tensiunea u_{max}.

Curentul în rezistența R_0 descrește după o funcție exponențială de forma

$$i_0 \approx i_2 e^{-\frac{R_0}{L}t}, \tag{8.181}$$

iar tensiunea la bornele rezistenței R_0 este

$$u \approx R_0\ i_2 e^{-\frac{R_0}{L}t}. \tag{8.182}$$

Expresia (8.181) este calitativă, deoarece odată cu răcirea omizii, rezistența R_0 crește către valori foarte mari.

Supratensiunea de comutație u_c, adică depășirea față de tensiunea U_n a sursei, este

$$u_c = R_0\ i_2 - U_n. \tag{8.183}$$

Din relația (8.183) rezultă că supratensiunea crește în același sens cu rezistența omizii din material sinterizat și cu valoarea curentului de fuziune. De asemenea supratensiunea crește în același sens cu inductivitatea circuitului. De aci rezultă că cerințele esențiale pentru construcția *siguranțelor* limitatoare sînt :

a. Valoarea curentului de fuziune cît mai redus.

b. Lungimea firului fuzibil cît mai mică, pentru a reduce rezistența R_0.

Reducerea lungimii firului fuzibil nu este posibilă sub o limită determinată de tensiunea de restabilire, dar este posibil ca rezistența R_0 să apară în două sau trei trepte decalate în timp. Pentru a împlini această cerință siguranțele de înaltă tensiune moderne se construiesc cu secțiune variabilă. În figura 8.109 se indică schematic variația diametrului în lungul firului, precum și oscilograma tensiunii de restabilire, la patru variante constructive [99] : varianta *a*, cu dia-

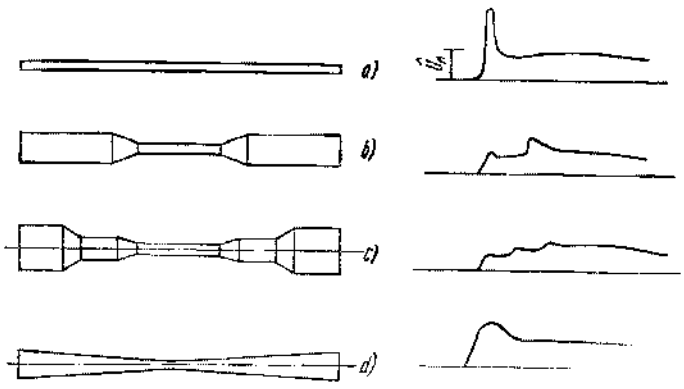


Fig. 8.109. Variația diametrului firului fuzibil.

metrul constant al firului fuzibil, prezintă cea mai mare supratensiune, depășind $2\,\hat{U}_n$; varianta *d* executată sub forma a două trunchiuri de con unite la vîrfuri, reduce în mod neînsemnat supratensiunea ; varianta *b* este realizată cu două diametre diferite, avînd racorduri conice între cele două diametre de fir. Se constată cele două vîrfuri de tensiune corespunzător formării, decalat în timp, a două omizi de material sinterizat și deci a apariției succesive a rezistențelor celor două omizi. Ca urmare, supratensiunea de comutație este mult redusă. În varianta *c*, în trei diametre racordate după conuri, supratensiunea este redusă la maximum, iar pe oscilogramă se pot recunoaște momentele la care are loc fuziunea celor trei porțiuni din firul fuzibil. Valoarea maximă a tensiunii de comutație se limitează după VDE 672/57 la $2\,\hat{U}_n$.

Procesul formării supratensiunii se poate explica pe baza ecuației circuitului din figura 8.108, *b* unde în locul rezistenței R_0 se consideră arcul electric de tensiune *u*. Ecuația corespunzătoare este

$$u_s = L\,\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + u. \tag{8.184}$$

Pe această ecuație se consideră trei trepte succesive :

Etapa 1, în care *i* este crescător în timp, iar tensiunea sursei este mai mare decît tensiunea arcului electric, formată din suma tensiunilor de arc electric elementare existente între picăturile de lichid. Această etapă, cînd numărul de picături este mic, iar tensiunea corespunzătoare arderii lor este redusă, se caracterizează prin relațiile

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} > 0\,; \quad u_s > u\,; \quad u = u_s - L\,\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}, \quad \text{cu } \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \text{ pozitiv.}$$

Etapa 2, în care *i* ajunge la valoarea maximă, adică la valoarea limitată. Tensiunea arcului electric crește realizîndu-se un număr mai mare de arcuri elementare, iar etapa este caracterizată de relațiile

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = 0\,; \quad u_s = u.$$

Etapa 3, în care *i* este descrescător în timp, iar tensiunea *u* a arcului electric este mai mare decît tensiunea sursei. Tensiunea suplimentară necesară arderii arcului este o tensiune de autoinducție. Etapa este caracterizată prin relațiile

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} < 0\,; \quad u = u_s - L\,\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}, \quad \text{cu } \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \text{ negativ.}$$

De aci rezultă că supratensiunea de comutație este cu atît mai mare cu cît inductivitatea rețelei este mai mare, și că energia arcului electric pe durata fracțiunilor de ms, interval în care se produce vîrful de tensiune, se datorește energiei înmagazinate în cîmpul magnetic al inductivității.

Observații asupra protecției selective. Siguranța fuzibilă este în același timp, aparat de comutație și aparat de protecție. În acest ultim aspect o construcție rațională a unei serii unitare de siguranțe fuzibile trebuie să ofere posibilitatea unei protecții selective atît în domeniul limitării curentului, cît și în domeniul nelimitării. La trasarea caracteristicii de protecție la suprasarcină curbele trasate în figura 8.105 rezultă din valorile medii obținute la încercarea unui număr mare de exemplare la aceeași valoare a curentului de încercare. Abaterile în jurul valorii medii pot fi apreciabile (de exemplu 50%) și se datorează unei inerente neuniformități în construcție.

8.4.5. Indicații pentru proiectare

Condițiile tehnice principale care se au în vedere la proiectarea unei siguranțe fuzibile de înaltă tensiune sînt :

a. Curentul nominal.
b. Tensiunea nominală.
c. Puterea de rupere prezumată.
d. Încălzirea firului fuzibil în regim de durată.
e. Încălzirea anvelopei de porțelan.
f. Încălzirea contactelor.

Ținînd seama de acești parametri este necesar să se determine, în principal, lungimea firului fuzibil, diametrul unui fir fuzibil, numărul de fire în paralel. În final se determină caracteristica de limitare și caracteristica de protecție.

Lungimea firului fuzibil este determinată de tensiunea nominală de serviciu. Pentru ca arcul electric să fie stins în nisip de cuarț, este necesar ca intensitatea cîmpului electric să fie cel puțin E_a=350 V/cm, arcul electric urmărind traseul firului fuzibil. Limitînd valoarea supratensiunii la $2U_n$ rezultă lungimea l a unui fir

$$l = \frac{2U_n}{E_a}. \tag{8.185}$$

După încercările efectuate în cadrul VEI [16] lungimea firului mai poate fi determinată cu relația verificată experimental

$$l = (160 + 70\ U_n)\ [\text{mm}], \tag{8.186}$$

unde U_n în kV reprezintă valoarea efectivă a tensiunii nominale.

Numărul de fire se determină astfel ca diametrul unui fir să fie în general de ordinul 0,2—0,4 mm, ceea ce permite o cedare de căldură mai bună. Astfel pentru un curent nominal de 40 A se admit 4—5 fire în paralel.

Diametrul unui fir fuzibil din argint pentru un fir așezat în aer liniștit se determină prin relația stabilită experimental de Baxter [19] :

$$I_{mt} = 19{,}3\ d + 25{,}03\ d^{1{,}49}. \tag{8.187}$$

unde I_{mt} exprimat în A este curentul minim de topire, adică cel mai mic curent care produce topirea fuzibilului, după un timp foarte mare, iar d este diametrul firului în mm. În cazul firului spiralizat așezat în nisip de cuarț, transmisia căldurii nu mai are loc prin convecție, ci prin conductibilitate și radiație, ținînd seama că între granulele de nisip mai există interstiții cu aer. Relația lui Baxter modificată pentru a face față noilor condiții este

$$I_{mt} \approx 30{,}6\ d + 38{,}9\ d^{1{,}5}. \tag{8.188}$$

Curentul nominal al unui fir este ceva mai mic decît curentul minim de topire:

$$I_{min\ t} = k_t I_n, \tag{8.189}$$

unde coeficientul $k_t = 1{,}3—2$.

Temperatura cea mai ridicată a firului și a suportului ceramic se admite $\theta_{max} = 165°C$. Puterea specifică cedată de anvelopa de porțelan se admite $p_s = (0{,}1—0{,}15)\frac{W}{cm^2}$. Din cauza dezvoltării construcției după direcția axială se neglijează căldura transmisă de părțile frontale ale siguranței.

În regim staționar căldura dezvoltată de firele de argint este transmisă integral prin suprafața exterioară a anvelopei de porțelan, adică

$$P = \pi D L p_s = m \sum_{i=1}^{n} \rho_{20}(1 + \alpha_R \theta_i) \frac{l_i}{A_i} I_n^2, \tag{8.190}$$

unde:

D — diametrul exterior al anvelopei de porțelan;
L — lungimea anvelopei de porțelan;
p_s — puterea specifică;
m — numărul firelor în paralel;
n — numărul segmentelor de fir de diametru diferit;
α_R — coeficientul de temperatură al rezistivității;
θ_i — încălzirea unui segment de fir;
A_i — aria secțiunii transversale a unui segment;
l_i — lungimea unui segment.

Încălzirea θ_2 a anvelopei la suprafața periferică se determină dacă se cunoaște coeficientul global α_g de transmisie a căldurii la suprafața anvelopei, adică

$$P = \alpha_g \pi D L \theta_2 \tag{8.191}$$

unde se poate lua [16] $\alpha_g = 11$ W/°C m².

Temperatura la suprafața anvelopei rezultă $\theta_s = \theta_2 + \theta_{ma}$, unde temperatura mediului ambiant $\theta_m = 35°C$.

Variația de secțiune în lungul firului nu trebuie să fie excesivă, deoarece se urmărește ca firul să se topească în întregime și la valori mai mici ale curentului.

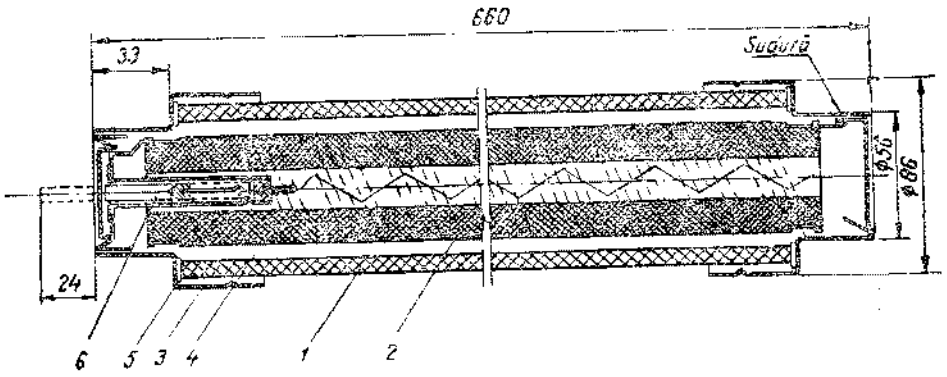


Fig. 8.110. Secțiune într-un element înlocuitor de 35 kV; 40 A.

În acest scop se recomandă ca raportul ariilor secțiunilor transversale să nu depășească 1,5.

Puterea de rupere a siguranțelor fuzibile se indică în MVA și este o mărime prezumată care reprezintă puterea de scurtcircuit trifazat $S_r=\sqrt{3}UI_{sc}$, în punctul de instalare a fuzibilului, în ipoteza că nu s-ar produce limitarea curentului. Puterea de rupere a siguranțelor de înaltă tensiune este cuprinsă între 200 și 1 000 MVA pentru tensiuni nominale cuprinse între 10 și 30 kV.

Construcția siguranței fuzibile. În figura 8.110 se reprezintă desenul unei siguranțe fuzibile de 35 kV; 40 A elaborată de Institutul de cercetări și proiectări electrotehnice.

În anvelopa *1* de porțelan se află suportul ceramic *2* pe care se bobinează după o elice, firele fuzibile. La o extremitate a suportului *2* se plasează dispozitivul de semnalizare a funcționării siguranței. În piesa *3* se fixează, prin presare ondulată, capătul unui fir de alamă *4* și capătul unui fir de fier tensionat cu resortul *5*. Curentul derivat prin firul de alamă este neînsemnat în raport cu curentul care trece prin conductoarele de argint. După topirea firelor de argint și anularea practică a curentului, se va topi și firul de alamă, apărînd arcul electric în interiorul suportului ceramic. Apoi se topește firul de fier eliberînd indicatorul *6* de semnalizare.

Observație. În afară de siguranțele de tip *limitator*, realizate cu secțiune variabilă în două sau trei trepte în lungul firului se mai construiesc siguranțe limitatoare cu secțiune constantă a firului, iar acesta este prevăzut cu mici cilindri din material ceramic, în zonele în care se inițiază topirea. Siguranțele limitatoare de înaltă tensiune construite pe baza *efectului metalurgic*, adică prin majorarea secțiunii, în anumite puncte, cu ajutorul unor picături de aliaj ușor fuzibil (la circa 270°C) au o răspîndire redusă și sînt pe cale de a fi eliminate din fabricație. Efectul metalurgic este utilizat cu succes la asigurarea caracteristicii de protecție (suprasarcină) la siguranțele de mare putere și joasă tensiune, tratate la capitolul 9.

Calculul preliminar al unei siguranțe

Nr. crt.	Metoda de calcul
1	Lungimea firului fuzibil se calculează cu relația $l=2\dfrac{U_n}{E_a}$ (8.185) cu $E_a=350$ V/cm, în mediu nisip de cuarț
2	Numărul n de fire în paralel se alege după criterii tehnologice
3	Diametrul minim al firului fuzibil, pentru o siguranță în două trepte cu racord conic, conform figurii 8.109, b se determină în primă etapă cu relația $I_{mt}=30{,}6\ d+38{,}9\ d^{1,5}$ (8.188) unde I_{mt} este dat de relația (8.189) $I_{mt}=k_t I_n$
4	Puterea disipată de firele fuzibile, în ipoteza că diametrul minim are lungimea 0,3 l și raportul secțiunilor este de 1,5, conform relației (8.190) este $P=\dfrac{1}{n}\rho_{20}(1+\alpha_R\vartheta_t)\dfrac{1}{A}\left(\dfrac{1}{3}+\dfrac{2}{3\cdot 1{,}5}\right)I_n^2.$ Pentru argint $\rho_{20}=1{,}64\cdot 10^{-6}$ Ω cm. Se acceptă $\vartheta_t=145°$ C.
5	Pentru tensiunea nominală de 35 kV se alege după modele existente lungimea anvelopei de porțelan $L=590$ mm. Conform relației $D=\dfrac{P}{\pi L p_s}$ cu $p_s=0{,}14$ W/cm².
6	Încălzirea medie a anvelopei la suprafața periferică în contact cu aerul, conform relației (8.191) este $\vartheta=\dfrac{P}{\alpha_\vartheta DL}$ cu $\alpha_\vartheta=11$ W/m² °C. În realitate pe porțiunea centrală, unde firul fuzibil este mai subțire, încălzirea este mai mare.

Observație. Caracteristica de limitare se calculează cu relația (8.180).

TABELA 8.12

fuzibile de 35 KV, 40 A

Rezultatul

$$l=\frac{2\cdot\sqrt{2}\cdot 35\ 000}{350}=282\ \text{cm}$$

$$n=5$$

Ecuația (7.31) se rezolvă grafic și se obține

$$d=0{,}34\ \text{mm};\quad A=\frac{\pi\,0{,}34^2}{4}=0{,}0912\ \text{mm}^2$$

$$I_{mt}=2\cdot\frac{40}{5}=16\ \text{A}$$

$$P=\frac{1}{5}1{,}64\cdot 10^{-6}(1+4{,}42\cdot 10^{-3}\cdot 145)\frac{282\cdot 0{,}775}{0{,}0912\cdot 10^{-3}}40^2=206\ \text{W}$$

$$D=\frac{206}{\pi\cdot 59\cdot 0{,}14}=7{,}93\ \text{cm}$$

Se alege diametrul $D=76$ mm

$$\theta=\frac{206}{11\cdot\pi\cdot 0{,}076\cdot 0{,}59}=133^\circ\ \text{C}$$

Pe lîngă siguranțele *fuzibile limitatoare*, în afara continentului european, se mai construiesc și siguranțe fuzibile de tip „cu expulzie" care *nu sînt strict limitatoare* și joacă rolul unor întreruptoare. La acestea, arcul electric se stinge după cîteva perioade. Stingerea are loc într-o incintă în care se creează gaze, cu posibilitatea de expulzare a acestora. Valoarea de vîrf a curentului de scurtcircuit este întrucîtva diminuată prin formarea unui arc electric lung cu rezistență mare.

Aplicație numerică. Se cere să se calculeze preliminar o siguranță fuzibilă limitatoare de înaltă tensiune și mare putere cu caracteristicile:

Tensiunea nominală	$U_n = 35$ kV;
Curentul nominal	$I_n = 40$ A;
Puterea de rupere	$S_r = 800$ MVA;
Frecvența rețelei	$f = 50$ Hz.

Calculele sînt schițate în tabela 8.11.

8.5. ACȚIONAREA APARATELOR ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Funcționarea corectă a aparatelor este condiționată de o realizare mecanică corespunzătoare. Defecțiunile care apar în exploatarea aparatelor electrice se datorează în mare parte insuficientei atenții acordată eforturilor care se dezvoltă în elementele aparatului, unei execuții nesatisfăcătoare, unei neconcordanțe între eforturile ce apar și materialele utilizate. Sînt numeroase cazurile cînd un întreruptor cu ulei puțin nu se închide complet, ceea ce determină formarea unui arc electric de durată, care în final conduce la explozia întreruptorului.

Într-un aparat electric pot apărea următoarele tipuri de probleme de natură mecanică:

a. Eforturi în piese fixe. Acestea sînt solicitările electrodinamice ale căilor de curent, ale izolatoarelor, care suportă barele, solicitările datorită presiunilor în rezervoare, țevărie, camere de stingere.

b. Asigurarea unei cinematici prestabilite. Închiderea și deschiderea contactelor trebuie să se efectueze cu viteze prescrise. Realizarea acestor viteze este condiționată de existența unui dispozitiv cinematic intercalat între organul motor și elementele mobile (tije cu contacte).

c. Eforturi dinamice. La accelerarea și frînarea elementelor mobile ale întreruptorului apar eforturi dinamice, de care trebuie să se țină seama la dimensionarea organului motor și al celui de frînare.

Corelare între mărimile mecanice și cele electrice. Un exemplu de corelare între mărimile mecanice și cele electrice ale unui întreruptor se consideră figura 8.111 în care s-a reprezentat schița unui întreruptor cu ulei puțin, cu următoarele repere în schița *a*: *1* — contact fix superior; *2* — contact alunecător; *3* — tija mobilă, din material conductor; *4* — prelungirea tijei mobile, din material izolant, *5* — bielă; *6* — manivelă; *7* — ax motor; *8* — bare de ghidaj;

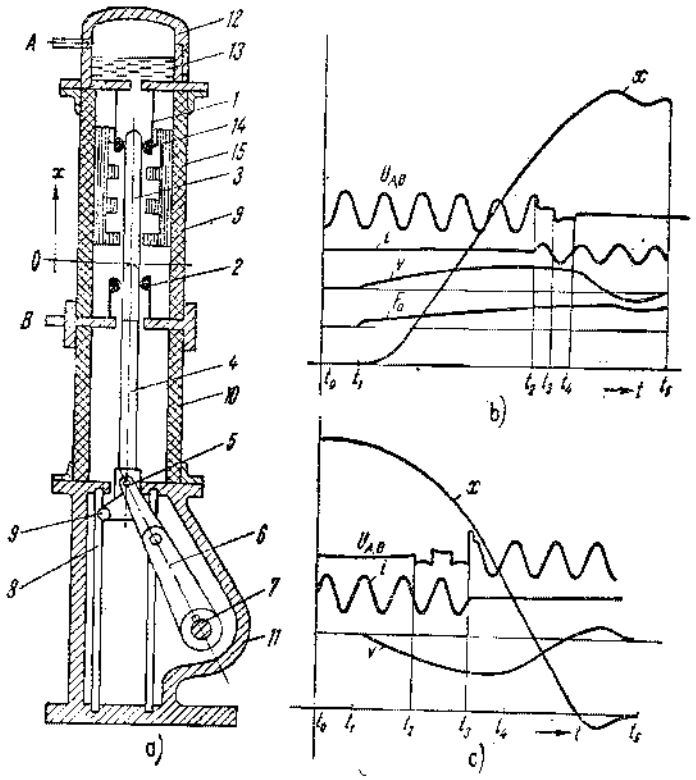


Fig. 8.111. Cinematica întreruptorului cu ulei puțin.

9 — role de ghidaj ; *10* — tub izolant între borna *B* și sol ; *11* — carterul mecanismului de acționare ; *12* — carter superior pentru asigurarea nivelului de ulei ; *13* — nivelă de ulei ; *14* — cameră de stingere ; *15* — tub izolant ; *A*, *B* — bornele de intrare și ieșire.

Închiderea întreruptorului se urmărește în figura 8.111, *b*. Contactul mobil (vîrful tijei *3*) parcurge drumul $x=f_1(t)$. În momentul t_0 se dă comanda de închidere a întreruptorului, prin stabilirea unui circuit de comandă, iar în momentul t_1 tija mobilă, respectiv mecanismul se pune în mișcare. Intervalul de timp t_1—t_0 constituie *un timp mort*. În momentul t_2, distanța între tija mobilă *3* și contactul fix *1* este suficient de mică pentru amorsarea arcului electric. Stingerea arcului electric are loc în momentul t_4, cînd se stabilește un contact între piesele *3* și *1*. Intervalul t_4—t_2 este *durata arcului*, care trebuie să fie cît se poate de redus pentru a nu solicita contactul la arcul electric și a nu produce gaze prin descompunerea uleiului. Din momentul t_3 pînă în momentul t_5 mecanismul este supus unei acțiuni de frînare, deci intervalul t_5—t_3 este *durata de frînare*. După cîteva oscilații amortizate, contactul mobil *3* încetează mișcarea în momentul t_5.

În cazul întreruptorului cu ulei puțin, schițat în figura 8.111, *a*, unde axul motor 7 execută o mișcare de rotație, la determinarea lucrului mecanic va trebui să se țină seama de:

— cuplul de accelerare $I\frac{d^2\theta}{dt^2}$, redus la axa motoare;
— greutatea pieselor în mișcare;
— forțele de frecare în contacte și mecanism;
— forța de comprimare a resoartelor de declanșare;
— forțele electrodinamice.

Durata arcului electric t_4—t_2, care trebuie să fie cît se poate de redusă, este cuprinsă practic între 10^{-3} și 10^{-2} s. *Timpul de închidere* t_4—t_0, scurs între momentul t_0 al comenzii de închidere și t_4 al stingerii arcului, este de ordinul 0,14—0,2 s. Întreruptoarele în instalațiile de distribuție (6, 10, 15 kV) și care nu sînt prevăzute cu dispozitiv de reanclanșare automată, pot avea timpi de închidere de ordinul a cîteva secunde.

În figura 8.111, *b* s-au reprezentat, în afară de curba $x=f_1(t)$, curbele: tensiunea $u_{A,B}$ la bornele întreruptorului; curentul i în întreruptor; viteza v a tijei mobile; forța antagonistă F_a necesară armării resortului de declanșare.

Deschiderea întreruptorului se urmărește în figura 8.111, *c*. Comanda de deschidere este dată în momentul t_0. În momentul t_1 contactul mobil se pune în mișcare. Durata t_1—t_0 constituie timpul mort la deschidere. În momentul t_2 tija mobilă *3* se separă de contactul fix *1*, producînd apariția arcului electric, care arde pînă în momentul t_3. Durata *arcului electric* este deci durata t_3—t_2. Din momentul t_4 apare acțiunea de frînare a mecanismului, iar în momentul t_5 mișcarea tijei a încetat, după ce în prealabil a executat cîteva oscilații amortizate.

Un rol important la deschidere îl joacă *durata arcului* t_3—t_2, care la aparatele moderne ultrarapide este de 1—2 semiperioade adică 0,01—0,02 s, iar la aparatele mai puțin perfecționate este de 0,06—0,1 s.

Durata de întrerupere definită ca t_3—t_0, adică timpul scurs între momentul comenzii de declanșare și momentul întreruperii arcului este de circa 0,25 s la aparate lente și de 0,042 s, la aparate ultrarapide cu componentele:

a — Timpul mort t_1—t_0=0,020—0,027 s;
b — Durata arcului t_3—t_2=0,015 s.

8.5.1. Comanda cu acumulare de energie în resort

Schema simplificată a acționării cu acumulare de energie în resort este indicată în figura 8.112. Două axe *1* și *2* sînt cuplate între ele prin intermediul broaștei *3*. În figură, piesele sînt desenate în poziția de armare a resortului *4* de anclanșare. Prin liberarea zăvorului *5* se realizează eliberarea energiei resortului *4* care produce, prin intermediul unui sistem de pîrghii, nedesenate în figură, închiderea întreruptorului. În poziția închis, resortul *4* nu este complet detensionat, tocmai în scopul menținerii unei poziții ferme în această situație.

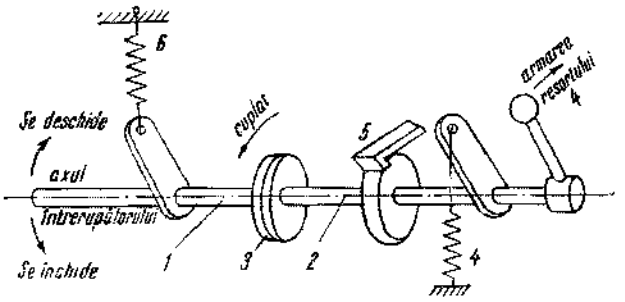


Fig. 8.112. Comanda cu acumulare de energie în resort.

Odată cu detensionarea parțială a resortului *4* se produce cuplarea axelor *1* și *2* astfel încît resortul de declanșare *6* se armează.

Pentru a deschide întreruptorul se acționează asupra broaștei *3*, prin care se decuplează axa *1* de axa *2*. Axa *1* fiind decuplată se eliberează energia resortului *6*, în prealabil armat la închidere.

Pentru a pregăti închiderea este necesară o nouă armare a resortului *4* și acroșarea cu clichetul *5*.

La un dispozitiv cu acumulare de energie, acumularea se realizează lent, iar eliberarea se produce brusc, conform relațiilor

$$W = pt = p't' ; \tag{8.192}$$

$$W = M\omega t = M\omega' t'. \tag{8.193}$$

Se poate de exemplu acumula energia în 5 s și elibera în 0,1 s; obținîndu-se astfel conform relației (8.192) o putere de 50 ori mai mare pe durata de 0,1 s. Relația (8.193) exprimă echivalențe de energie în funcție de cuplul exercitat la un ax. Declichetarea se realizează cu ajutorul electromagneților de atracție sau percuție.

Declanșarea liberă. Întreruptoarele de înaltă tensiune, ca și cele de joasă tensiune sînt echipate cu dispozitive de declanșare liberă, care fac imposibilă menținerea întreruptorului în *poziția închis*, dacă sînt îndeplinite condițiile automate sau voite de deschidere.

Pentru a realiza un asemenea dispozitiv se intercalează între axul motor de închidere *2* și cel de deschidere *1* un mecanism de cuplaj *3*, ca în figura 8.112. Acest mecanism decuplează axul *1* de axul *2*, dacă se menține o comandă de deschidere a întreruptorului și împiedică acroșajul zăvorului *5* la finele cursei de armare a resortului de închidere. În acest fel întreruptorul primește o comandă *de deschidere* chiar dacă comanda a fost de închidere. Cu alte cuvinte la un întreruptor echipat cu dispozitiv de declanșare liberă există *prioritatea deschiderii* asupra închiderii.

Aducerea dispozitivului în poziție de închidere este posibilă numai după anularea cauzelor care conduc la comanda de declanșare. Dispozitivul de declanșare liberă împiedică închiderea și menținerea întreruptoarelor pe scurtcircuit.

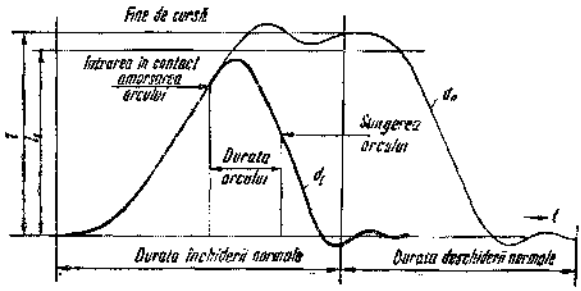


Fig. 8.113. Relativ la declanșarea liberă.

În figura 8.113 se indică diagramele cursei contactului mobil la declanșarea liberă d_1 și de declanșare normală d_n. Se observă că la închiderea întreruptorului tija mobilă nu poate atinge tulipa deoarece $x<l_1$ și cu atît mai mult $x<l$. Deoarece însă vîrful tijei mobile se apropie suficient de mult de tulipă se va produce un arc electric cu o durată bine determinată.

Mecanismul de declanșare liberă poate fi realizat fie sub forma unei piese rotitoare (cuplă) fie sub formă de genunchi.

În figura 8.114 se prezintă schema de comandă simplificată a acționării unui întreruptor de medie tensiune fabricat de Uzinele Electroputere. Acumularea

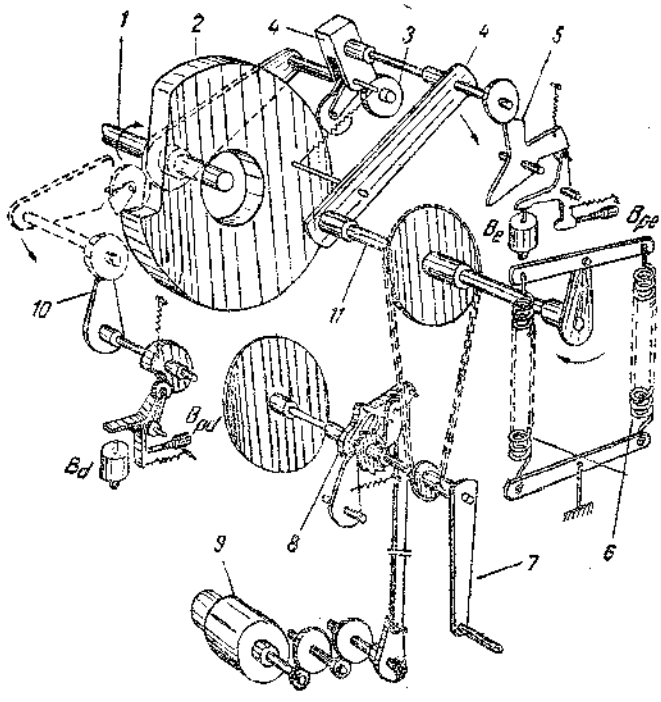


Fig. 8.114. Mecanism de acționare pentru întreruptoare de medie tensiune.

de energie în resortul dublu *6* se realizează prin întinderea acestuia fie manual cu manivela *7* și roata cu clichet *8*, fie cu ajutorul electromotorului *9*. Pe durata armării resortului *6*, axul primar *11* efectuează o jumătate de învîrtitură și se acroșează prin intermediul piesei de antrenare *4* pe clichetul de închidere *5*.

Prin acționarea bobinei de închidere B_e sau a butonului B_{pe} se suprimă acroșajul și piesa de antrenare *4*, rulînd pe cama fixă *2*, împinge rola *3* solidar cu axul secundar *1*, care acționează tijele mobile ale întreruptorului, pînă cînd rola proprie scapă în golul camei *2*. Astfel întreruptorul este închis, iar resortul de declanșare, care nu este reprezentat în figură, este armat și acroșat de galetul *3* pe clichetul *10*.

Prin acționarea bobinei de declanșare *Bd* sau a butonului de declanșare B_{pd} se suprimă acroșajul, întreruptorul se declanșează iar rola *3* revine în poziția inițială. Cînd întreruptorul este închis este posibil să se tensioneze din nou resortul *6* astfel ca aparatul să poată efectua, după declanșare, operația de reanclanșare automată rapidă. Astfel în momentul în care resortul *6* este destins, contactele auxiliare pun în funcțiune motorul electric, care este deconectat imediat ce s-a realizat rearmarea resoartelor *6*.

Un exemplu de schemă electrică a mecanismului de acționare cu acumulare de energie în resort este dat în figura 8.115, care reprezintă mecanismul cu resortul armat, și întreruptorul deschis.

În principiu circuitul de armare *1—2* este conectat la sursa de alimentare astfel ca resortul să fie rearmat în mod automat după dezarmarea sa, adică la închiderea aparatului, căci în această poziție, contactele de fine de cursă C_{fc_1} și C_{fc_2} sînt închise iar deschiderea lor nu se produce decît la sfîrșitul operației de armare.

Închiderea întreruptorului se realizează prin apăsare pe butonul *B* și bobina B_t a electromagnetului de închidere, se alimentează prin intermediul contactelor *XA 1* și *XA 2* care aparțin releului antipompaj *XA* și contactele *5, 6* ale blocului auxiliar *CX*. Toate aceste contacte sînt așezate în serie. După ce s-a realizat închiderea întreruptorului contactele C_{fc} *1* și C_{fc} *2*, aservite poziției sistemului de acumulare de energie, se închid și determină, în mod automat, rearmarea resortului; bobina releului antipompaj este, în acest moment, alimentată prin contactele *3, 4 CX*. Prin deplasarea armăturii releului antipompaj *XA* se stabilește contactul de reținere *3 XA* și bobina releului rămîne excitată indiferent de poziția blocului *CX* și deci a întreruptorului. Contactele *1, 2 XA* se deschid și întrerup curentul de alimentare al bobinei B_t, a electromagnetului de închidere, chiar dacă butonul de închidere *Bl* rămîne apăsat (închis). Dacă nu ar exista releul antipompaj *XA* ar fi posibil ca în cazul închiderii pe scurtcircuit să apară un fenomen de pompaj, adică de închideri și deschideri repetate ale întreruptorului, atîta timp cît butonul B_t este apăsat (închis). Este important de semnalat că, pentru asigurarea funcționării releului antipompaj, atît bobina B_t cît și bobina *XA* trebuie alimentate din aceeași sursă.

Deschiderea întreruptorului se realizează în următoarele variante:

a) Cu ajutorul butonului *B2*, care determină excitarea declanșatorului *DUM*;
b) Cu ajutorul declanșatorului de lipsă de tensiune *DUm*;
c) Cu ajutorul declanșatorului de curent maximal *DIM*.

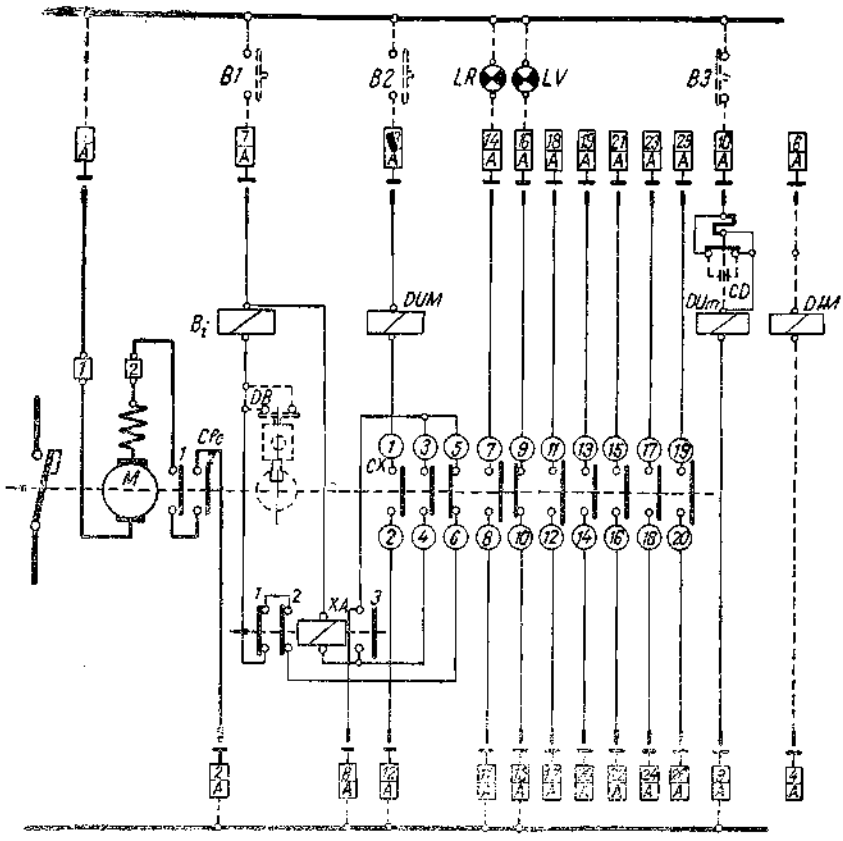


Fig. 8.115. Exemple de schemă electrică cu acumulare de energie.

Semnalizarea poziției întreruptorului se asigură cu lămpile de semnalizare roșie *LR*, pentru poziția închis și cu lampa de semnalizare verde *LV*, pentru poziția deschis. Dispozitivul de acționare poate fi completat cu dispozitivul de blocaj *DB*.

8.5.2. **Comanda cu solenoid (electromagnet)**

Electromagnetul de tip plonjor poate fi folosit fie la închiderea directă a întreruptorului și la armarea resoartelor de declanșare, fie la acumularea energiei în resoartele care servesc la închiderea întreruptorului. În figura 8.116 se prezintă schema electrică a dispozitivului de acționare cu solenoid. Electromagnetul poate fi de curent alternativ (circuit punctat în figură) fie de curent

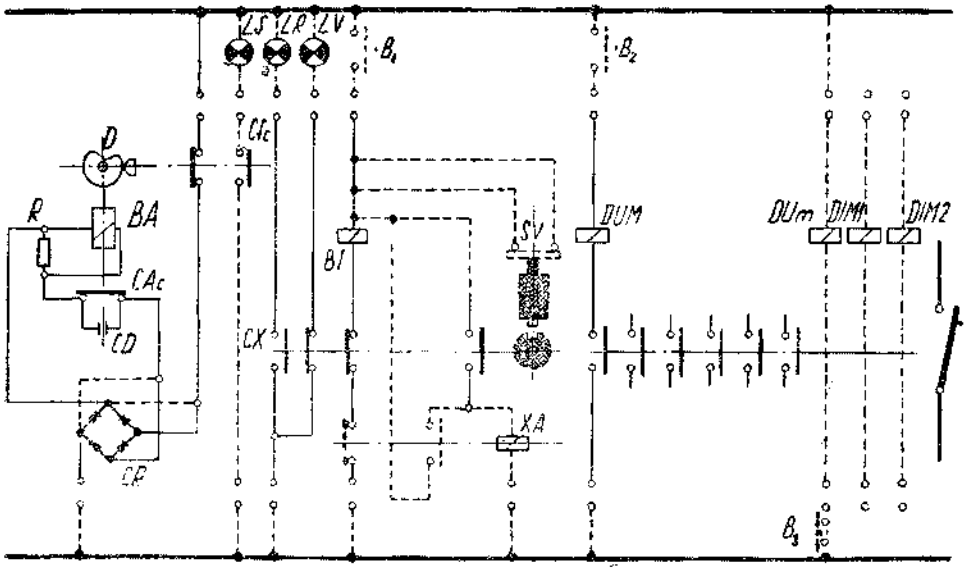


Fig. 8.116. Schema electrică a comenzii cu solenoid (Merlin-Gerin) :

BA — bobina electromagnetului de armare ; *BI* — bobina leectromagnetului de închidere ; *R* — rezistența de amortizare ; *CD* — condensator pentru limitarea supratensiunilor ; *CAc* — contact de autoîntrerupere ; *Cfc* — contacte de fire de cursă ; *CX* — contacte auxiliare ; B_1 — buton de închidere ; B_3, B_4 — butoane de deschidere ; *CR* — redresor ; *XA* — releu antipompaj ; *SV* — dispozitiv de blocaj ; *DUM* ; *DUm*, *DIM* 1, *DIM* 2 — declanșatoare ; *LS*, *LR*, *LV* — lămpi de semnalizare pentru armare, închidere, deschidere.

continuu, provenit de la un redresor. Funcționarea schemei se urmărește direct pe baza explicării reperelor. De remarcat este faptul că apelul de curent la executarea operației de armare, care execută comprimarea unor resoarte prin impulsuri succesive, este important. Astfel în curent continuu, pentru un aparat de medie tensiune, intensitatea curentului poate atinge 115 A la 110 V pe o durată de 10 s. Folosirea comenzii cu solenoid este, din acest punct de vedere, prohibitivă la întreruptoarele de foarte înaltă tensiune, cu multe camere de stingere în serie.

8.5.3. Comanda cu aer comprimat

La dispozitivele de acționare cu aer comprimat, acesta servește la armarea resortului de declanșare a întreruptorului. Întreruptoarele de medie tensiune, ca cel indicat în figura 8.55, utilizează aerul comprimat, la aceeași presiune, atît pentru stingerea arcului electric cît și pentru acționarea tijei mobile. Unele întreruptoare de înaltă tensiune folosesc aerul comprimat numai pentru acționare, în timp ce arcul electric este stins în ulei.

În figura 8.117 se reprezintă schematic un dispozitiv de acționare cu aer comprimat care asigură declanșarea liberă. Aerul comprimat la 10—12 at se află în rezervorul *1* atașat întreruptorului. Prin admiterea aerului comprimat

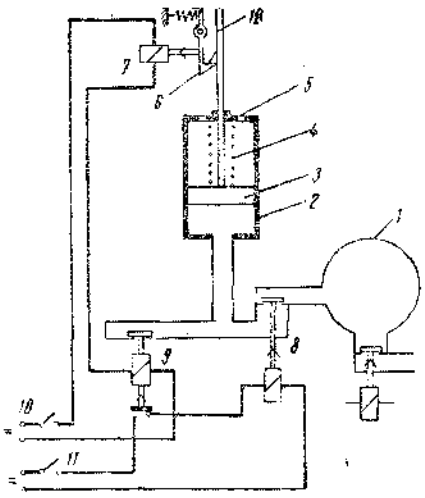


Fig. 8.117. Dispozitiv de acționare cu aer comprimat (schemă).

în cilindrul *2* cu ajutorul electrovalvei *8*, pistonul *3* se deplasează, comprimă resortul *4* și acroșează întreruptorul în poziția închis cu ajutorul unui clichet. Mișcarea spre contactul mobil este transmisă prin tija *12*. Comanda de închidere, acționare a electrovalvei *8*, pentru a închide întreruptorul, se efectuează cu ajutorul butonului de comandă *11*. Se observă că excitarea electromagnetului electrovalvei *8* nu este posibilă dacă contactul auxiliar al electrovalvei *9*, care asigură comunicarea cu presiunea atmosferică, nu este închis.

Comanda de deschidere se realizează prin acționarea butonului *10*, datorită căruia se excită simultan electromagnetul de dezăvorîre *7*, care desface clichetul *6*, și electrovalva *9*, făcînd posibil ca aerul din cilindrul *2* să fie evacuat în atmosferă. Se constată că, dacă s-a dat comanda de declanșare nu mai este posibilă o comandă de anclanșare, decît după anularea comenzii de declanșare. Există dispozitive de acționare cu aer comprimat echipate și cu broască pentru asigurarea declanșării libere.

Forța dezvoltată de dispozitivul de acționare pneumatic (sau hidraulic). La dispozitivele de acționare cu aer comprimat, presiunea în rezervorul aferent aparatului variază între limitele p_M (mărimea maximă) și p_m presiunea minimă. De exemplu, presiunea maximă poate fi $p_M=12$ at, iar cea minimă $p_m=10$ at. Forța dezvoltată va trebui să fie calculată cu presiunea minimă, adică

$$F=k\ A_p p_m, \tag{8.194}$$

unde A_p este aria pistonului, iar $k\approx 0{,}6$ este un coeficient, care ține seamă de pierderile de sarcină în conductele de aer comprimat și în electrovalvă. Dacă se cunoaște forța F necesară acționării și presiunea, care este în general standardizată (10—15 at) se poate determina aria pistonului. Energia dezvoltată de mecanismul cu piston rezultă

$$W_p=Fl=kA_p p_m l, \tag{8.195}$$

unde l este cursa utilă a pistonului.

Volumul rezervorului cu aer comprimat. La întreruptoarele cu aer comprimat există un rezervor cu aer comprimat atașat întreruptorului, care permite executarea unui număr limitat de acționări (de exemplu două deschideri și o închidere). După executarea acestui număr limitat de comenzi, presiunea în re-

zervor ajunge la valoarea minimă p_m, iar o electrovalvă permite completarea cu aer a rezervorului pînă la stabilirea presiunii maxime p_M.

Volumul rezervorului propriu se calculează în funcție de numărul de acționări impuse. Asigurarea a două deschideri și a unei închideri a întreruptorului permite utilizarea acestuia în schemele cu reanclanșare rapidă. Dacă se consideră ecuațiile de stare ale aerului în rezervorul de la începutul și sfîrșitul ciclului de acționări se scrie

$$\frac{p_0}{p_n} = \frac{M_0}{M_0 - nM_m}, \tag{8.196}$$

unde:

p_0 — presiunea inițială;
p_n — presiunea după n manevre;
M_0 — masa aerului în rezervor la presiunea p_0;
M_n — masa aerului în rezervor după n manevre;
M_m — masa aerului necesar executării unei manevre.

Dacă se admite că presiunea în rezervor nu variază în limite mari, se poate accepta că pentru fiecare manevră se utilizează practic aceeași masă (cantitate) de aer, iar ecuația (8.196) se scrie

$$\frac{p_0}{p_n} = \frac{V_R}{V_R - nV_m}, \tag{8.197}$$

unde V_R este volumul rezervorului, iar V_m este volumul de aer consumat pentru o singură manevră la presiunea p_0, presupusă constantă.

Din ecuația (8.197) se scoate volumul rezervorului

$$V_R = nV_m \frac{p_0}{p_0 - p_n}. \tag{8.198}$$

Alimentarea rezervorului propriu cu aer comprimat se poate face de la o rețea de aer comprimat, care posedă o stație centrală de compresoare. Se pot face astfel economii privind costul compresoarelor. Se poate concepe însă și echiparea fiecărui întreruptor cu compresor propriu, ceea ce se întîmplă la întreruptoare de înaltă tensiune. În acest caz se face economie la costul rețelei de aer comprimat.

Dacă producerea aerului are loc la presiuni înalte (60—50 at) este necesară reducerea presiunii la presiunea de utilizare în dispozitivele de acționare (15—20 at). Un reductor de presiune cu clapetă, ca cel schițat în figura 8.118 este un dispozitiv simplu utilizat în scopul menționat. Dacă p_1 este presiunea ridicată, iar p_2 cea coborîtă (redusă), valoarea acesteia rezultă din condiția:

$$p_2 A_2 + (p_1 - p_2)\ A_c < F, \tag{8.199}$$

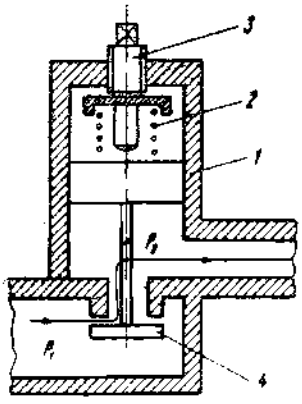


Fig. 8.118. Reductor de presiune:
1 — corpul ventilului; 2 — resort; 3 — șurub de reglaj; 4 — clapetă.

unde:

A_p — aria pistonului *1*;
A_c — aria clapetei *4*;
F — forța antagonistă a resortului *2*.

Se poate astfel deduce valoarea presiunii reduse

$$p_2 = \frac{F - A_c p_1}{A_p - A_c} \tag{8.200}$$

Din relația (8.200) rezultă că valoarea presiunii reduse p_2 este cu atît mai puțin dependentă de valoarea presiunii p_1 cu cît aria clapetei A_c este mai mică. Dar, în acest caz, debitul de aer care se scurge prin clapetă este redus. Reductoarele de presiune de tipul celui descris se pot construi economic numai dacă raportul p_1/p_2 nu este mai mare de 4.

Pentru debite mari se construiesc reductoare de presiune funcționînd după principiul „tot sau nimic". Aceste reductoare constau dintr-o electrovalvă comandată de un presostat (manometru cu contact). Astfel presiunea p_2 este independentă de presiunea p_1.

Instalația centrală de aer comprimat. Rezervorul de aer comprimat atașat întreruptorului oferă posibilitatea unui număr mic de manevre (de exemplu două deconectări și o anclanșare). De aceea o instalație de aer comprimat centrală trebuie să asigure consumul necesar într-o stație în care există mai multe aparate (întreruptoare și separatoare) acționate cu aer comprimat.

Pentru a calcula debitul instalației de aer comprimat se notează cu:

V_a — volumul de aer necesar unei anclanșări, în m³;
V_d — volumul de aer necesar unei declanșări, în m³;
n — numărul de anclanșări și declanșări în 24 h;
V_s — cantitatea de aer de scăpări în 1 h, în m³/h.

Rezultă cantitatea de aer necesară într-o oră

$$\dot{V}_h = \frac{n}{24}(V_a + V_d) + V_s [\text{m}^3/\text{h}]. \tag{8.201}$$

Se definește gradul de utilizare a compresorului

$$k_u = \frac{\dot{V}_h}{\dot{V}_c},$$

unde $\dot{V}_c$ este debitul compresorului, iar $k_u \approx 0{,}2$. De aici rezultă debitul compresorului

$$\dot{V}_c = \frac{1}{k_u}\left[\frac{n}{24}(V_a + V_d) + \dot{V}_s\right]. \tag{8.202}$$

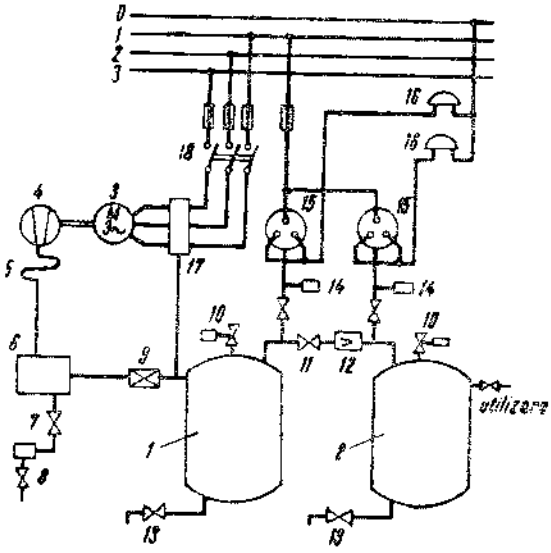


Fig. 8.119. Schema unei instalații cu aer comprimat.

Consumul de aer la o deconectare a întreruptorului a scăzut treptat, pe măsură ce s-a perfecționat camera de stingere. Astfel la un întreruptor de aproximativ 500 MVA putere de rupere din seria 10 kV acest consum a fost de 400 l în 1952 și a ajuns la 160 l la modelele recente.

Pentru instalații cu număr redus de aparate se poate utiliza o baterie formată din două butelii de CO_2 la 60 at. Prin intermediul unui ventil de reducere la presiunea de 10 at se pot realiza de la 60 pînă la 80 acționări.

Schema de principiu a unei instalații de aer comprimat cu rezervoare centrale de aer comprimat este indicată în figura 8.119. Funcționarea nu necesită explicații și se poate urmări pe baza următoarei legende:

1 — rezervor de înaltă presiune;
2 — rezervor de joasă presiune;
3 — motor asincron;
4 — compresor;
5 — răcitor de aer;
6 — separator de ulei și apă;
7 — ventil pentru golirea apei;
8 — ventil pentru eliminarea apei;
9 — ventil unidirecțional;
10 — ventil de siguranță;
11 — ventil de închidere;
12 — ventil reductor de presiune;
13 — ventil pentru evacuarea apei;
14 — flanșe de control (se poate racorda un manometru);
15 — manometru de contact la presiune maximă și minimă;
16 — sonerie;

17 — întreruptor cu regulator de presiune ;
18 — întreruptor principal.

După practica europeană treptele de presiune sînt 30—40 at, de înaltă presiune și 16—20 at, respectiv 5—10 at la aparate. După unele practici treapta de înaltă presiune este de 180 at, iar la aparate se utilizează 16 at.

Electrovalve. Pentru admisia, evacuarea, reducerea presiunii aerului comprimat se utilizează electrovalvele de tipul cu acțiunare directă sau cu releu pneumatic.

Electrovalva cu acțiune directă este schițată în figura 8.120, *a*. Dacă A_c este aria clapetei, p_1 presiunea rezervorului central, p_2 presiunea de lucru a aparatului, electromagnetul *2* trebuie să dezvolte o forță mai mare decît $F=A_c\,(p_1-p_2)$, deoarece trebuie să se învingă și forța de comprimare a resortului antagonist și a frecărilor în garniturile de etanșare. În adevăr, la anularea excitației electromagnetului *2* este necesar ca resortul *3* să împingă clapeta *1* pe locașul său, învingînd frecările în garniturile de etanșare.

În cazul debitelor mari, care necesită secțiuni de trecere în electrovalvă de cîțiva cm², forța dezvoltată de electromagnet ajunge la cîteva zeci de kgf, dacă presiunea în rezervorul de aer este de 10—15 at.

Electrovalva cu releu pneumatic este schițată în figura 8.120, *b*. Electrovalva pilot *1* comandă admisia aerului din rezervor la presiunea p_1 în cilindrul de comandă *2*. În lipsa excitației în bobina electrovalvei aerul este evacuat din cilindrul *2*, iar resortul *3* asigură așezarea clapetei *4* pe locașul său. Dacă se notează :

A_p — aria pistonului *5* ;
A_c — aria clapetei principale *4*,

condițiile de funcționare ale dispozitivului sînt

$$p_1A_p>A_c\ (p_1-p_2),$$

iar dacă p_2 este nul

$$p_1A_p>A_cp_1 \text{ sau } A_p>A_c,$$

adică este necesar ca aria pistonului să fie mai mare decît a clapetei.

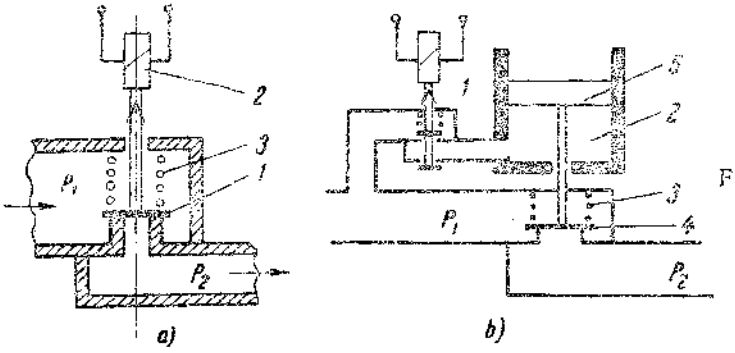


Fig. 8.120. Electrovalve.

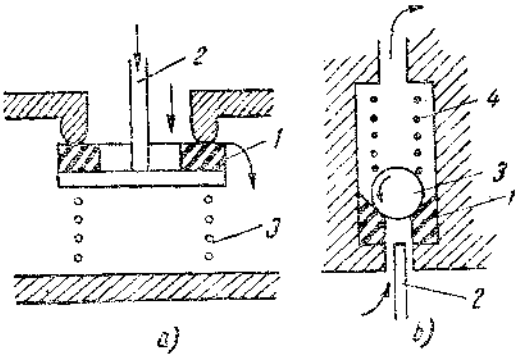


Fig. 8.121. Detalii la locașurile electrovalvelor.

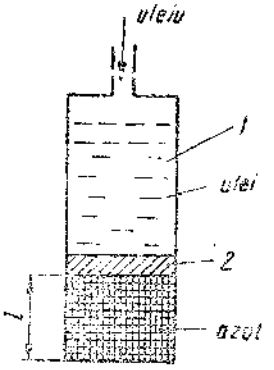


Fig. 8.122. Acumulare de energie în azot.

Forța necesară deschiderii, care acționează în sensul comprimării resortului și a învingerii forțelor de frecare, este

$$F_a = p_1 (A_p - A_c) > F_r + F_f, \tag{8.203}$$

unde F_r este forța resortului, iar F_f forța echivalentă a frecărilor. Clapetele sînt partea cea mai sensibilă a electrovalvelor. Închiderea unei clapete se produce cu șoc între piesa mobilă și locaș. De aceea este necesară o piesă de amortizare, în general un inel de cauciuc sintetic *1* lipit pe piesa metalică, așa cum se arată în figura 8.121, *a*. Acest inel elastic trebuie să amortizeze șocurile, să reducă uzura clapetei, dar să asigure și etanșarea instalației. În plus, clapeta nu trebuie să se blocheze prin lipirea piesei de amortizare cu piesele metalice. Figura 8.121 indică o clapetă cu locaș circular *a* și o clapetă cu bilă *b*. Deschiderea clapetei cu locaș inelar are loc sub acțiunea unui electromagnet care împinge axa *2* în sensul săgeții, învingînd forța antagonistă a resortului *3*. Deschiderea clapetei cu bilă este posibilă prin acțiunea tijei *2* asupra bilei *3* și învingerea forței antagoniste a resortului *4*.

8.5.4. Comanda oleopneumatică

La aparatele de tensiune mai mare (peste 110 kV), unde tija mobilă trebuie să efectueze deplasări mari într-un timp redus, dispozitivul de acționare trebuie să dispună de energie mare, care să poată fi eliberată cu minimum de întîrziere. Comanda oleopneumatică satisface această cerință prin acumularea energiei într-un gaz comprimat, realizînd o energie acumulată de pînă la 1 000 kgfm.

În figura 8.122 se indică modul de acumulare a energiei. Într-un rezervor cilindric *1* se află un piston liber *2*, care separă în rezervor, pe o parte gazul (aer sau azot) în care se acumulează energia, iar pe cealaltă parte un lichid (ulei) care este trimis sub presiune de către o pompă.

Dacă se notează cu:

A — aria de lucru a pistonului;

l_0 — dimensiunea liniară în lungul cilindrului, cînd gazul se găsește la presiunea inițială p_0;

l — dimensiunea liniară în lungul cilindrului, cînd gazul se află comprimat la presiunea p. Atunci variația energiei gazului în jurul presiunii p, la o variație dl a cursei pistonului este

$$dW = p\,A\,dl = p_0 \frac{l_0}{l} A\,dl. \tag{8.204}$$

Energia eliberată de acumulator la deplasarea pistonului în limitele

l_M corespunzătoare presiunii p_M;

l_m corespunzătoare presiunii p_m, este

$$W = p_0 l_0 A \int_{l_M}^{l_m} \frac{dl}{l} = p_0 l_0 A \ln \frac{l_m}{l_M}$$

sau ținînd seamă că $p\,V = M R\,T$ și că transformarea se presupune izotermă

$$W = p_0 l_0 A \ln \frac{p_M}{p_m} = p_0 V_0 \ln \frac{p_M}{p_m}. \tag{8.205}$$

Din relația (8.205) rezultă că energia eliberată este proporțională cu presiunea inițială, volumul inițial și logaritmul raportului presiunilor de evoluție.

În figura 8.123 s-a reprezentat schematic comanda unui dispozitiv de acționare oleopneumatic la întreruptoarele de construcție Delle. Presiunea de circa 300 at este asigurată în acumulatorul de energie *1*, cu ajutorul pompei *2*, care trimite ulei sub presiune din rezervorul *3*. În stare de repaus electrovalvele *4* și *5* sînt închise, iar între fețele pistonului *6* nu există nici o diferență de presiune. Întreruptorul este menținut în pozițiile închis sau deschis de resortul „tumbler" *8*. În figură, întreruptorul este desenat în poziția deschis. Pentru a închide întreruptorul, printr-o comandă electrică se deschide valva *4*, care trimite ulei pe fața superioară a pistonului *6*. Uleiul din partea inferioară a cilindrului este trimis în rezervorul *3*, prin intermediul electrovalvei *5*, care stabilește comunicația necesară. După terminarea manevrei, electrovalvele *4* și *5* se închid, iar ansamblul revine în poziția de repaus.

Pentru a comanda deschiderea, uleiul este trimis prin electrovalva *5* pe fața inferioară a pistonului *6*, iar electrovalva *4* descarcă în rezervorul *3* uleiul de pe fața superioară a pistonului *6*, care lucrează în cilindrul *7*. Ventilele de întoarcere *9* și *10* asigură menținerea conductelor din amonte de electrovalve, la presiunea de 6 at pentru a nu permite intrarea aerului în țevărie. Uleiul necesar provine de la acumulatorul de energie prin intermediul reductorului de presiune *11*.

Contactele auxiliare sînt acționate de pistonul imagine *12*, a cărui poziție reproduce situația de închis sau deschis.

Presostatul *13* blochează acționarea întreruptorului în două stadii (primul închiderea, al doilea deschiderea) în cazul scăderii presiunii în acumulatorul de energie.

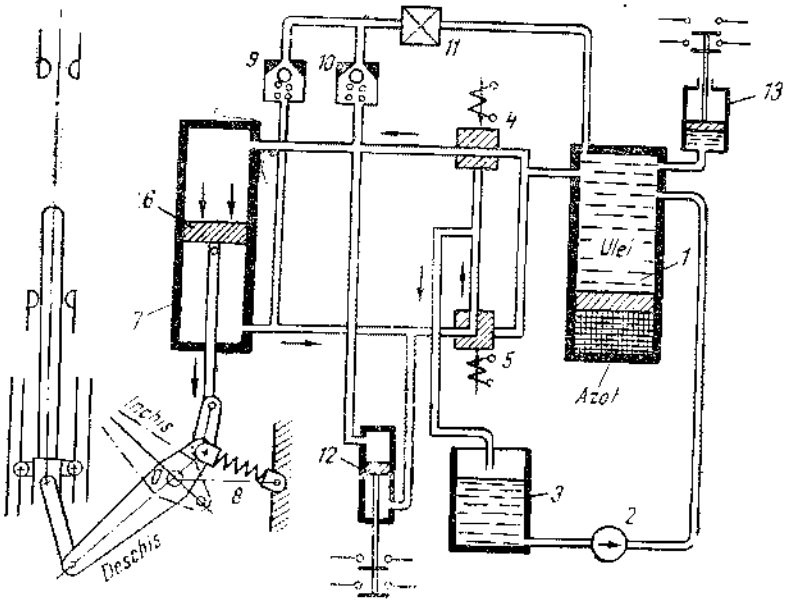


Fig. 8.123. Comanda oleopneumatică Delle.

Observație. În figura 8.123 se constată că mișcarea de translație (liniară) a pistonului *6* se transformă, prin intermediul pîrghiilor și ghidajelor în primul rînd în mișcare de rotație, cu axul în *0*, și, apoi, iar în mișcare de translație.

Calitatea comenzii oleopneumatice. Comanda oleopneumatică este pretențioasă în ceea ce privește precizia execuției pieselor, dar are următoarele avantaje:

a. Transmisia mișcării de la acumulatorul de energie la întreruptor se face prin intermediul țevilor parcurse de ulei, ceea ce suprimă servituțile legăturilor mecanice între camerele de stingere ale unui pol și între polii diferiți.

b. Acumularea de energie se realizează în volume mai reduse decît în cazul acumulării energiei în resoarte.

c. Există un acord mai bun între cuplul motor și cel rezistent decît în cazul comenzii mecanice cu resort, după cum se indică în figura 8.124. În adevăr,

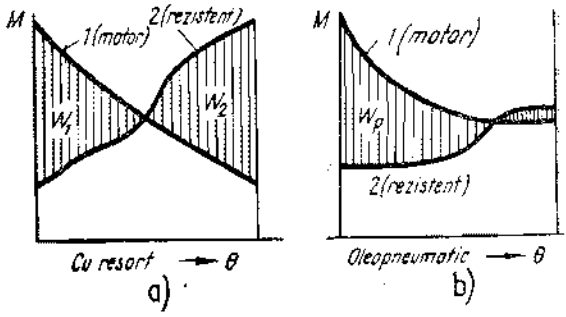


Fig. 8.124. Diagrame ale cuplelor motor și rezistent.

la comandă cu resort reprezentată de diagrama *a* cuplul rezistent crește pe măsură ce resortul de declanșare se armează, în timp ce la comanda oleopneumatică, schițată în diagrama *b*, nu există un resort care trebuie să fie armat, iar cuplul rezistent sporește la închidere, datorită frecărilor în contacte și în parte efectului „tumbler".

Excedentul de energie, în cazul comenzii oleopneumatice, este absorbit sub formă de pierderi de sarcină, ținînd seama că pierderile sînt proporționale cu pătratul vitezei fluidului în țevi. Se poate astfel observa că unui exces sau unei lipse importante de energie îi corespunde o variație mică de viteză, ceea ce permite un reglaj corespunzător al amortizărilor la fine de cursă.

— Se elimină *dispozitivul de acroșaj* al întreruptorului, piesă extrem de delicată la întreruptoarele cu acționare mecanică.

— Țevăria nu este sub presiune ridicată decît în momentul comenzii, ceea ce reduce considerabil îmbătrînirea instalației, poziția de închis și deschis fiind asigurată de dispozitivul tumbler.

8.5.5. Cinematica dispozitivelor de acționare

În cazul comenzilor manuale și cu acumulare de energie în resoarte, de cele mai multe ori, este necesar să se transforme mișcarea de rotație, la axa motorului, în mișcare de translație a contactului mobil. O asemenea transformare a mișcării este posibilă cu ajutorul mecanismului format dintr-o bielă, o manivelă și un dispozitiv de ghidaj longitudinal.

8.5.5.1. **Cinematica unor dispozitive de acționare frecvente.** În figura 8.125 se indică principial cîteva dispozitive care transformă mișcarea de rotație în mișcare de translație, după cum urmează:

Dispozitivul *a* este utilizat la comanda întreruptoarelor. Cuplul motor este transmis de la axa *1 manivelei izolante 2*, care prin intermediul bielei *3* transmite mișcarea tijei *4*, aceasta fiind ghidată cu dispozitivul *5*. Bornele întreruptorului se preiau de la contactul alunecător *6* și cel fix *7*. Acest dispozitiv este folosit curent la aparatele de medie tensiune.

Dispozitivul *b*, utilizat la tensiuni înalte (110—220 kV) asigură transmiterea cuplului motor de la axul *1*, prin manivela *2* și *tija izolantă 3*; mai departe sistemul de pîrghii *4*, *5* imprimă tijei mobile *6* o mișcare de translație, cu condiția existenței ghidajului *7*.

Dispozitivul *c* este utilizat curent pentru acționarea manuală a separatoarelor de medie tensiune. Separatorul este figurat în poziția închis. Pentru deschiderea lui pîrghia se rotește manual după săgeata punctată. Prin intermediul tijei *2*, a barei ghidate *3* și a barelor *4* și *5*, mișcarea este transmisă la axul *0* al separatorului, iar de aici prin intermediul tijei metalice *6* și a tijei izolante *7* se acționează cuțitul *8* al separatorului, cu axul de rotație în 0_1. Bara *5* și tija *6* sînt solidare pe axul *0*.

Dispozitivul *d* este utilizat mai ales la acționarea întreruptoarelor cu stingere în aer și suflaj magnetic. Tija *1* care susține contactul mobil execută o mișcare

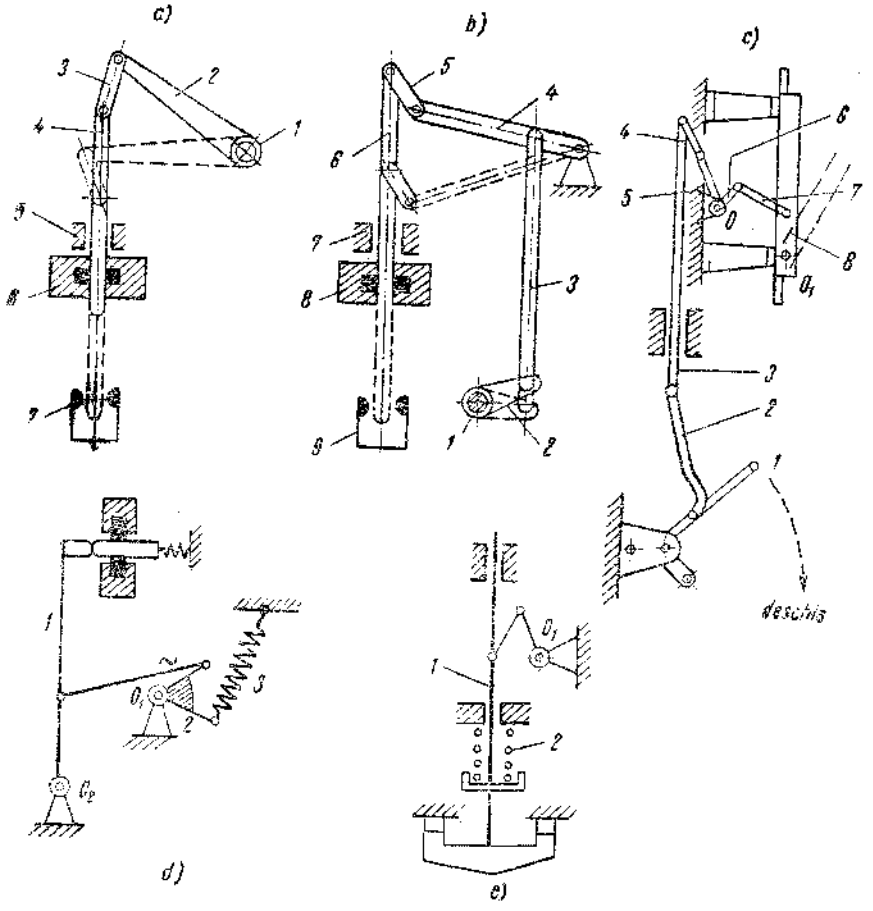


Fig. 8.125. Relativ la cinematica unor aparate de înaltă tensiune.

de rotație cu axul de rotație O_2. Resortul de declanșare *3* acționează asupra pîrghiei *2* cu centrul de rotație în O_1.

Dispozitivul *e* este utilizat la unele întreruptoare cu ulei mult, cu întrerupere dublă pe fază. Prin declichetarea axului O_1 se eliberează energia resortului *2* și deci se deschide întreruptorul.

Alte dispozitive cinematice au fost prezentate cu ocazia studiului aparatelor de înaltă tensiune și anume:

— în figura 8.68 — întreruptorul cu hexafluorură de sulf.
— în figura 8.90 — separatorul de 220 kV.
— în figura 8.92 — separatorul pantograf pentru tensiuni 220—380 kV.

Studiul cinematic al unui dispozitiv de acționare comportă stabilirea deplasării și vitezei contactului mobil, în funcție de unghiul de rotație al axului motor,

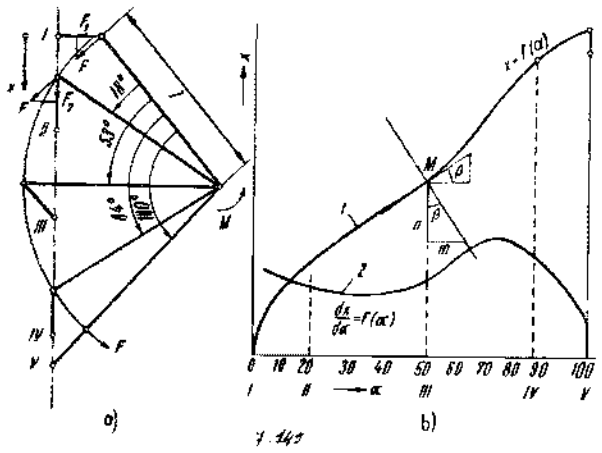


Fig. 8.126. Cinematica mecanismului bielă manivelă.

sau în cazul mecanismelor pneumatice și oleopneumatice, în funcție de deplasarea pistonului motor.

Întrucît mecanismele de acționare sînt suficient de complicate, cel puțin în prima aproximație, se preferă stabilirea caracteristicilor cinematice pe cale grafică, stabilindu-se prin puncte, cursa și viteza la unghiuri de rotație date.

Astfel în figura 8.126, *a* se indică pozițiile succesive I, II, III, IV, V ale tijei izolante *2* din figura 8.125, *a*. Cuplul motor dezvoltat la axul *1* este $M=Fl$, unde F este forța tangențială la extremitatea bielei *2*. Se observă că poziția I este o poziție limită a mecanismului deoarece forța F_1, după direcția manivelei, nu are componentă după direcția x a mișcării contactului. De asemenea, poziția V este o poziție limită, biela și manivela aflîndu-se în prelungire, întrucît forța tangențială F nu are componentă în lungul manivelei. Pozițiile limită I și V nu se pot folosi în mod practic, deoarece aceste poziții necesită eforturile cele mai mari în direcția mișcării contactului mobil, fiind necesar să se învingă forțele de frecare la ieșirea din tulipa contactului fix, precum și forțele de inerție, întrucît echipajul are inițial viteza zero. La construcțiile uzuale se folosește un unghi de rotație de aproximativ 60°, corespunzător rotației între pozițiile II și IV.

Dacă se admite cuplul motor al axului *1* constant se poate reprezenta cinematic pozițiile $x=f(\alpha)$ ale contactului mobil obținîndu-se curba *1* din figura 8.126, *b*. Cu ajutorul riglei oglindă se trasează pe această figură și curba *2*, care reprezintă $dx/d\alpha$. În adevăr, dacă se așază centrul riglei cu oglindă într-un punct oarecare, de exemplu în *M*, astfel încît imaginea curbei în acest punct să fie în prelungirea curbei, se poate trasa, în punctul considerat, perpendiculara pe curba $x=f(\alpha)$. Se construiește apoi triunghiul cu laturile *m* paralelă la axa absciselor și *n* paralelă la axa ordonatelor. În punctul considerat $\operatorname{tg}\beta=\frac{dx}{d\alpha}=\frac{m}{n}$.

În prima aproximație curba $\frac{dx}{d\alpha}=f(\alpha)$ reprezintă alura vitezei în funcție de deplasare, dacă se consideră $\alpha=kt$ și deci, $d\alpha=k\,dt$.

Importanța caracteristicii $dx/d\alpha=f(\alpha)$. Se consideră momentul închiderii întreruptorului, cînd contactul mobil intră în tulipă și execută o mică cursă sub acțiunea forței F_2, care se transmite longitudinal tijei reprezentate în figura 8.126, poziția II. Se poate scrie echivalența lucrului mecanic elementar:

$$\eta M d\alpha = F_2 \, dx, \tag{8.206}$$

unde: M este cuplul dezvoltat la axul motor;
$d\alpha$ — unghiul elementar de rotație la axul motor;
η — randamentul transmisiei.

Ecuația (8.206) se mai scrie

$$M=\frac{F_2}{\eta}\cdot\frac{dx}{d\alpha}, \tag{8.207}$$

adică dacă $\frac{dx}{d\alpha}$ este mic este posibil să se transmită valori mari ale forței F_2 la valori reduse ale cuplului M la axul motor.

8.5.5.2. **Ecuația mișcării contactului mobil**. Această ecuație se stabilește reducînd mișcarea ansamblului de mase la cea a unui punct material, care se deplasează după direcția de mișcare a contactului mobil. În acest scop se raportează forțele și masele în mișcare în modul următor.

Forțele care acționează în punctul i se raportează după relația de conservare a lucrului mecanic elementar. Forța raportată este

$$F_{ri}=F_i\frac{dh_i}{dh_r}, \tag{8.208}$$

unde dh_i este deplasarea forței F_i, iar dh_r deplasarea corespunzătoare direcției de reducere.

Masele se raportează conform cu ecuația conservării energiei cinetice

$$\frac{1}{2}\sum m_i \, v_i^2=\frac{1}{2}m_r \, v^2$$

sau

$$m_r=\Sigma m_i\left(\frac{v_i}{v}\right)^2, \tag{8.209}$$

unde m_i sînt masele echivalente în punctele de articulație, iar v_i sînt vitezele corespunzătoare. Masele înlocuitoare în puncte de articulație se determină pe baza relațiilor privind conservarea maselor, a centrului de greutate și a momentului de inerție.

Relația privind conservarea maselor este

$$\Sigma m_i=m, \tag{8.210}$$

adică suma maselor înlocuitoare m_i este egală cu masa m uniform distribuită a elementului de mecanism cinematic. Pentru mecanisme care se mișcă într-un plan relația conservării centrului de greutate este

$$\left.\begin{aligned}\Sigma m_i x_i &= 0\\ \Sigma m_i y_i &= 0\end{aligned}\right\}, \tag{8.211}$$

unde x_i și y_i sînt coordonatele masei înlocuitoare cînd centrul de greutate se ia drept origine a sistemului de coordonate.

Relația conservării momentului de inerție este

$$\Sigma m_i r_i^2 = J, \tag{8.212}$$

unde J este momentul de inerție al elementului de mecanism în raport cu centrul său de greutate, iar r_i este distanța de la masa înlocuitoare la centrul de greutate.

Pentru inițierea calculului se poate admite că viteza variază liniar, cel puțin pe porțiuni de cursă și că, deci, accelerația este constantă pentru aceste porțiuni.

Aplicație la un întreruptor acționat cu aer comprimat. La un asemenea dispozitiv, schițat în figura 8.127, aerul comprimat servește la deplasarea tijei *1*, prin învingerea forței antagoniste a resortului *3*, care în poziția de repaus trebuie să asigure o presiune suficientă pe contact. Tija *1* se deplasează în contactul alunecător *2* și ca urmare suferă o puternică forță de frecare. Relația generală de echilibru dinamic între forțe este

$$F_i + F_r + F_f + F_g = pA, \tag{8.213}$$

unde: F_i — forța de inerție;
F_r — forța antagonistă a resortului;
F_f — forța de frecare;
F_g — forța datorită gravitației;
p — presiunea exercitată asupra pistonului;
A — aria utilă a pistonului.

În relația (8.213) nu s-a introdus forța de frînare a dispozitivului special pentru frînare, care la dispozitivul schițat nu intervine, masele în mișcare fiind relativ reduse. Întrucît resortul este comprimat chiar în poziția inițială pentru asigurarea contactului și deoarece cursa tijei mobile este relativ mică (de ordinul 2 cm) se poate admite că forța antagonistă a resortului este constantă și este dată de

$$F_r = \frac{F_{r\,max} + F_{r\,min}}{2}, \tag{8.214}$$

unde $F_{r\,max}$ este forța corespunzătoare săgeții maxime, iar $F_{r\,min}$ este forța corespunzătoare săgeții nule a resortului. Deoarece arcul electric trebuie să apară la o presiune minimă p_{min} rezultă că:

$$F_{r\,min} = p_{min}\, A. \tag{8.215}$$

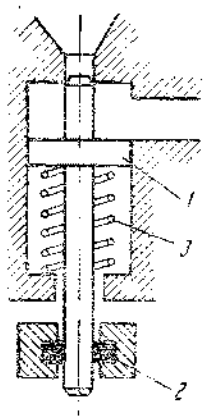


Fig. 8.127. Relativ la cinematica contactului mobil.

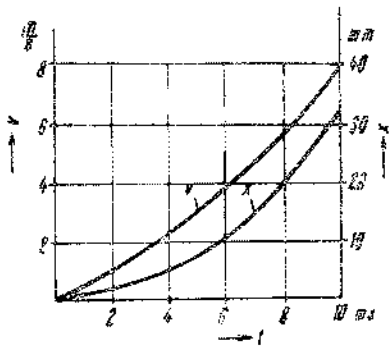


Fig. 8.128. Diagramele vitezei și cursei contactului mobil.

Rezolvarea pe cale analitică a ecuației (8.213) este posibilă dacă se admite o expresie analitică pentru presiunea p, care variază în timp

$$p=p_{min}+bt, \tag{8.216}$$

unde b este o constantă. Dacă se notează cu

$$F_0=F_r+F_f+F_g$$

și forța de inerție

$$F_i=m\frac{dv}{dt}, \tag{8.217}$$

unde m este masa tijei în mișcare, rezultă ecuația mișcării

$$m\frac{dv}{dt}+F_0=(p_{min}+bt)A \text{ sau}$$

$$m\frac{dv}{dt}-Abt+(F_0-p_{min}A)=0. \tag{8.218}$$

Din prima integrare în limitele 0 și v pentru viteză și 0 și t pentru timp rezultă viteza

$$v=\frac{Abt^2}{2m}-\frac{(F_0-p_{min}A)t}{m}=\frac{dx}{dt}. \tag{8.219}$$

Din a doua integrare rezultă

$$x=\int_0^t v\cdot dt=\frac{Abt^3}{6m}-\frac{(F_0-p_{min})t^2}{2m}. \tag{8.220}$$

Diagrama vitezei v și a cursei x are aspectul din figura 8.128.

Prin intervenția dispozitivului de frînare și dacă expresia presiunii în funcție de timp este mai complicată decît (8.216) este necesar ca problema să fie rezolvată prin metode numerice și pe intervale succesive.

8.5.5.3. **Calculul resoartelor la un întreruptor cu ulei.** În poziția închis resortul de declanșare al întreruptorului este comprimat, iar dispozitivul de declanșare este *armat*. La deconectare energia acumulată în resort servește la învingerea lucrului mecanic rezistent cu următoarele componente:

a. Lucrul mecanic al forțelor de frecare în contactele electrice.

b. Lucrul mecanic necesar obținerii de către traversă a unei viteze minime, la părăsirea contactelor fixe;

c. Lucrul mecanic de frecare a pieselor care se deplasează în ulei. Schița din figura 8.129 servește la calculul constantei c a resortului. În acest scop se notează cu:

l — lungimea resortului necomprimat;
λ — comprimarea resortului;
δ_1 — cursa traversei în ulei;
δ_2 — cursa traversei în contactul fix.

Între constanta c a resortului și comprimare (sau alungire) există relația

$$F = c\lambda. \tag{8.221}$$

Lucrul mecanic al forțelor rezistente este

$$W_1 = \frac{1}{2}\frac{G}{g}v^2 + \delta_2 (F_f - G), \tag{8.222}$$

unde: G — greutatea pieselor mobile, g accelerația gravității;
v — viteza pieselor mobile la părăsirea de către traversă a contactelor fixe;
δ_2 — cursa traversei în contactul fix;
F_f — suma forțelor de frecare în contacte.

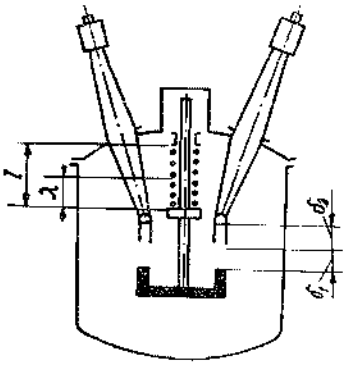


Fig. 8.129. Relativ la calculul resoartelor întreruptorului cu ulei mult.

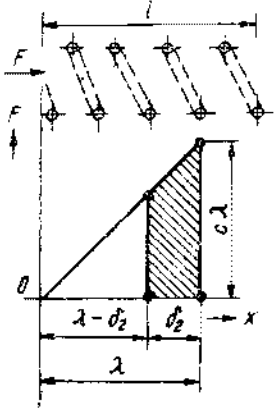


Fig. 8.130. Relativ la constanta resortului.

Lucrul mecanic efectuat prin destinderea resortului se calculează cu diagrama din figura 8.130 și este echivalent cu aria haşurată

$$W_2 = \frac{c\lambda + c(\lambda - \delta_2)}{2}\,\delta_2.$$

Dacă impunem ca $W_1 = W_2$ rezultă

$$c = \frac{\frac{G}{g}v^2 + 2\delta_2(F_f - G)}{\delta_2(2\lambda - \delta_2)}. \tag{8.223}$$

Trebuie observat că în relația (8.222) greutatea pieselor mobile lucrează în sensul ușurării condițiilor de declanșare. De asemenea, în funcție de forma contactelor trebuie să se țină seama de efectul forțelor electrodinamice, în căile de curent și în contact, așa cum s-a indicat în capitolul 5.

Dacă se cunoaște constanta c a unui resort se pot stabili dimensiunile acestuia în funcție de materialul utilizat. Astfel pentru un resort helicoidal

$$c = \frac{d^4}{64\,R^3}\,E \cdot \frac{1}{i} = c_1 \cdot \frac{1}{i}, \tag{8.224}$$

unde: d este diametrul sîrmei;
R — raza medie a spirei;
i — numărul de spire.

Lucrul mecanic de anclanșare. La anclanșarea întreruptorului traversa parcurge cursa δ_1, liber, în ulei și apoi cursa δ_2 în tulipa contactului fix montat pe izolatorul de trecere, după cum se indică în figura 8.129.

Lucrul mecanic efectuat la parcurgerea cursei δ_1, în ulei, este

$$W_1 = \delta_1(G + F_{fm} + F_u). \tag{8.225}$$

unde notațiile suplimentare sînt:

G — greutatea pieselor în mișcare;
F_{fm} — forța rezultantă de frecare a mecanismului;
F_u — forța de frecare a tijei în ulei, care depinde de viteza de deplasare în ulei și care se poate exprima

$$F_u = k_u \cdot v_c R_u,$$

unde: k_u este un coeficient de corecție;

v_c — viteza traversei în momentul atingerii contactului;
R_u — forța specifică în raport cu viteza, în kgf/(m/s).

Energia cinetică a pieselor în deplasare, în momentul stabilirii contactului, ținînd seama că viteza inițială a acestor piese este zero, rezultă

$$W_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{G}{g} v^2.$$

Se poate considera că resortul se comprimă aproape complet pe durata cursei δ_1. În acest caz energia necesară comprimării resortului este

$$W_3 = \int_0^{\lambda} cx\, dx = \frac{1}{2} c\lambda^2.$$

Lucrul mecanic, datorită forțelor rezistente, imediat după stabilirea contactului traversei cu contactul fix este

$$W_4 = \delta_2 (G + F_{fm} + F_u) + \delta_2 F_{fc} + \delta_2 F_{ed},$$

unde primul termen are semnificație deja cunoscută, iar

F_{fc} este forța de frecare în contacte;
F_{ed} — forța electrodinamică considerată la curentul de scurtcircuit, deoarece se admite că întreruptorul se închide pe scurtcircuit.

Pentru cazuri practice, pentru întreruptoare mici se poate lua

$$v_u = 1{,}5 \text{—} 2 \text{ m/s};$$

$$R_u = 5 \text{ kgf s/m};$$

$$k_u = 0{,}75.$$

Lucrul mecanic total pe care trebuie să-l livreze dispozitivul de acționare este

$$W = W_1 + W_2 + W_3 + W_4.$$

Trebuie observat însă că energia cinetică W_2 poate fi utilizată pentru acoperirea energiei necesare pieselor mobile de a parcurge cursa δ_2. Deci, dacă este satisfăcută relația:

$$W_2 \geqslant W_4,$$

energia totală provenită de la dispozitivul de acționare este numai

$$W = W_1 + W_2 + W_3. \tag{8.226}$$

8.5.5.4. **Frînarea echipajului mobil.** Către sfîrșitul cursei, la închiderea și la deschiderea întreruptoarelor, organele mobile trebuie frînate pentru a evita ciocnirile brutale.

Frînarea poate fi executată fie cu ajutorul unui *tampon*, fie cu ajutorul unui *amortizor*. În ambele cazuri, viteza echipajului mobil este redusă pînă la valoarea zero, în care scop energia cinetică a echipajului mobil este compensată de energia acumulată a dispozitivului de frînare. Dacă se utilizează un *tampon* ca dispozitiv de frînare, energia acumulată poate fi integral restituită, iar dacă se utilizează un *amortizor*, numai o parte din energie poate fi restituită, cealaltă fiind disipată sub formă de căldură provenită din frecări. Organul mobil al aparatului este predispus să oscileze mai mult sau mai puțin amortizat, după gradul de frecare pe care îl posedă sistemul de amortizare.

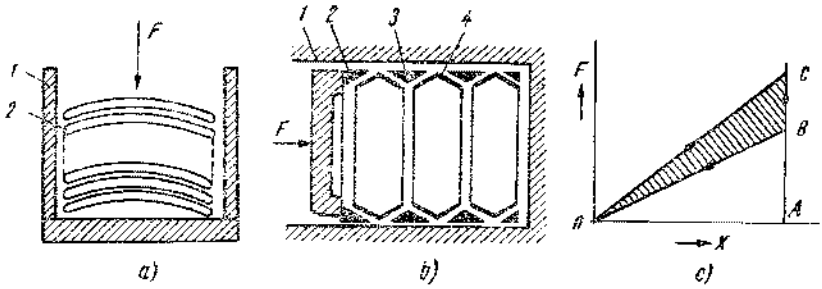


Fig. 8.131. Resortul ca amortizor.

Resortul ca organ de frînare. Resortul poate constitui un bun dispozitiv de frînare în cazul *armării* întreruptoarelor acționate cu aer comprimat. În adevăr, la sfîrșitul cursei (v. fig. 8.117) mecanismul întreruptorului este blocat cu resortul armat. Energia acumulată de resort este

$$W=\frac{1}{2}c\lambda^2, \tag{8.227}$$

unde c este constanta resortului, iar λ este săgeata. Întreagă această energie va fi restituită echipajului mobil la deschiderea întreruptorului, cînd este necesar să se imprime o viteză dată echipajului mobil.

Folosirea resortului ca amortizor impune construcții de tipul celor indicate în figura 8.131. În schița *a* se reprezintă un pachet de calote sferice *2*, asupra căruia se exercită forța activă *F*, ghidate de caseta *1*. Deformarea calotelor sferice sub acțiunea forței *F* este însoțită de frecare. În schița *b* se reprezintă un amortizor constituit din resoartele inelare *2*, care alternează cu piesele intermediare inelare *3*. Sub acțiunea forței *F* se va produce deformarea elastică a resoartelor inelare *2*, dar și o puternică frecare între acestea și piesele *3*. Diagrama forței în funcție de săgeata resortului cu frecare este indicată în schița *c*. Energia preluată de la organul mobil este proporțională cu aria *OAC*, iar cea restituită este proporțională cu aria *OAB*. Energia disipată sub formă de căldură este reprezentată hașurat prin triunghiul *OBC*.

Dispozitive de frînare cu aer comprimat. În figura 8.132, *a* s-a reprezentat schematic un *dispozitiv tampon*, utilizînd aerul comprimat. Dacă în cilindrul dispozitivului, aerul se află la presiunea p_1, cînd cursa pistonului este h, acțiunea de reducere a energiei cinetice a echipajului mobil are loc după ce presiunea din cilindru va egala presiunea p_a de acționare. Evoluția aerului în cilindru are loc după o politropă

$$p=p_1\left(\frac{h}{x}\right)^k, \tag{8.228}$$

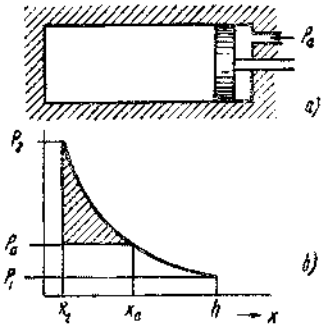


Fig. 8.132. Tampon cu aer comprimat.

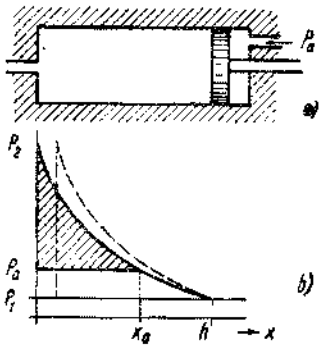


Fig. 8.133. Amortizor cu aer comprimat.

unde $k \approx 1{,}4$. Energia cinetică preluată de dispozitivul de frînare este proporțională cu aria haşurată din figura 8.132, *b* şi are ca expresie

$$W_t = A\int_{x_1}^{x_a} p\ dx - Ap_a(x_a - x_2) \text{ sau}$$

$$W_t = p_1 A \int_{x_2}^{x_a} \left(\frac{h}{x}\right)^k dx - Ap_a(x_a - x_2), \tag{8.229}$$

unde A este aria utilă a pistonului.

Pentru a calcula energia cu ajutorul relației (8.229), conform relației (8.228) se scrie

$$x_a = h\left(\frac{p_1}{p_a}\right)^{\frac{1}{k}};$$

$$x_2 = h\left(\frac{p_1}{p_2}\right)^{\frac{1}{k}}$$

$$p_a = p_1\left(\frac{h}{x_a}\right)^k.$$

Se mai observă că volumul V_1 al cilindrului se poate scrie în funcție de aria A a pistonului şi cursa h, deci $V_1 = Ah$. Cu aceste notații se obține

$$W_t = p_1 V_1 \frac{1}{k-1}\left(\frac{p_2}{p_1}\right)^{\frac{k-1}{k}}\left[1-\left(\frac{p_a}{p_2}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right] - p_a V_1\left(\frac{p_1}{p_2}\right)^{\frac{1}{k}}\left[\left(\frac{p_2}{p_a}\right)^{\frac{1}{k}} - 1\right]. \tag{8.230}$$

În figura 8.133, *a* s-a reprezentat schematic un *dispozitiv amortizor* cu aer comprimat. Cilindrul dispozitivului este prevăzut cu un orificiu, care servește la evacuarea aerului. În acest mod, cum se arată în diagrama din figura 8.133, *b*, pentru cursa $x=0$, rezultă presiunea p_2 limitată. Acest tip de amortizor nu mai restituie energie nici măcar parțial, întrucît în momentul cînd $x=0$ întregul volum ($V_1=A\ h$) de aer este evacuat prin orificiul cilindrului.

Ecuația aproximativă a curbei $p=f(x)$ este dată de relația

$$p=p_1\frac{1}{\left(\frac{x}{h}\right)^k+\frac{p_1}{p_2}}. \tag{8.231}$$

Energia de frînare corespunzătoare ariei haşurate din figura 8.133, *b* este

$$W_a=\int_0^{x_a} pA\ \mathrm{d}x-p_a\ Ax_a$$

sau ținînd seamă de (8.229)

$$W_a=Ap_1\int_0^{x_a}\frac{\mathrm{d}x}{\left(\frac{x}{h}\right)^k+\frac{p_1}{p_2}}-p_aAx_a.$$

Notînd $\xi=\frac{x}{h}$; $\mathrm{d}\xi=\frac{\mathrm{d}x}{h}$; $\xi_a=\frac{x_a}{h}$,

rezultă

$$W_a=p_1V_1\int_0^{\xi}\frac{\mathrm{d}\xi}{\xi^k+p_1/p_2}-p_a\,V_1\,\xi. \tag{8.232}$$

Aplicarea practică a relațiilor (8.231) și (8.232) cu valorile presiunilor care intervin în practică $p_a=2$—8 at și $p_2=40$—80 at conduce la raportul $W_a/W_t\approx 1{,}3$.

Deci cu ajutorul dispozitivului amortizor cu aer comprimat se poate stăpîni o energie mai mare decît cu ajutorul dispozitivului tampon, în aceleași limite de presiune.

Dispozitive de frînare cu cauciuc. În figura 8.134, *a* și *b* se reprezintă două dispozitive amortizoare de cauciuc. În schița *a*, plăcile de cauciuc *1* alternează cu plăcile metalice *2*. Sub acțiunea forței *F* plăcile de cauciuc *1* se comprimă extinzîndu-se după direcția radială și astfel se produce frecare între piesele

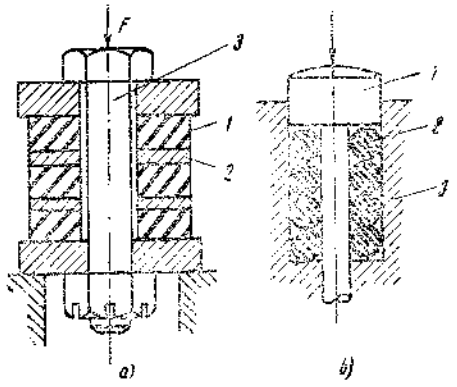


Fig. 8.134. Frînarea cu piese de cauciuc.

de cauciuc și cele de metal. În schița *b* sub acțiunea forței F se comprimă inelele de cauciuc *2* între piesa *1* și locașul *3*. În acest mod se produce frecare între inelele de cauciuc și piesele metalice *1* și *3*. Proiectarea dispozitivelor amortizoare de cauciuc se bazează pe date rezultate din încercări experimentale. După Afanasiev [4] rezultă că un amortizor cu cauciuc bine ales poate consuma 30—50% din energia cinetică incidentă. În acest scop se aleg dimensiile rondelelor de cauciuc

$$d_1=(1{,}8—2{,}5)\ d_2$$

$$\frac{d_1-d_2}{2c}=1{,}5—16$$

unde: d_1 este diametrul exterior al rondelei;
d_2 — diametrul interior al rondelei;
c — grosimea rondelei.

Pentru a păstra uzura cauciucului în limite acceptabile, comprimarea acestuia nu trebuie să depășească 50%. În tabela 8.12 se indică în condițiile respectării relației (8.239) energia specifică W_s și solicitarea specifică maximă F_s pentru diferite valori relative ale comprimării rondelelor de cauciuc.

Cunoscîndu-se energia cinetică care trebuie stăpînită, precum și forța care acționează în momentul atingerii amortizorului, cu datele din tabela 8.12 se pot alege grosimea totală a rondelelor și suprafața de aplicare a forței.

TABELA 8.12

Proprietățile amortizoare ale rondelelor de cauciuc

Comprimarea relativă, în %	20	25	35	40	45	50
Energia specifică, în W_s kgfm/cm^3	1,48	2,4	5,5	8,1	11,9	18
Solicitarea specifică, în kgf/cm^2	15	22	42	65	102	150

8.6. IZOLAȚIA APARATELOR ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Aparatele electrice de comutație sînt instalate în rețelele de distribuție și de transport de energie electrică și în consecință vor suferi solicitările dielectrice, cauzate de existența și structura atît a rețelelor cît și a echipamentului complex din aceste rețele. Solicitările dielectrice anormale într-o rețea pot fi de natură atmosferică, de comutație și de frecvență industrială.

Supratensiunile de origină atmosferică sînt cauzate de: loviturile directe de trăznet asupra conductoarelor liniilor sau stației; descărcări în firul de gardă; descărcări în piloni; descărcări indirecte; reflexii ale undelor călătoare ș.a.

Deși unda standard de impuls, care produce în laborator o descărcare atmosferică este 1,2/50 μs, supratensiunile atmosferice reale pot avea diferite durate de fronturi, diferite amplitudini în funcție de structura rețelei ca rezistența de punere la pămînt a pilonilor, prezența sau absența firelor de protecție etc.

Supratensiunile de comutație (manevră) apar la deconectarea sarcinilor mici inductive, la deconectarea liniilor lungi în gol, la închiderea întreruptoarelor care nu sînt echipate cu rezistențe limitatoare, pe liniile lungi de transport. În laborator aceste supratensiuni sînt modelate de unde de impuls lungi de tipul 60/4 000 μs — 1 700/8 000 μs.

Supratensiunile dinamice de frecvență industrială apar din cauza prezenței în rețele a elementelor saturabile, cum sînt transformatoarele, în condiții care generează rezonanța pentru unda fundamentală sau pentru unele armonici. Durata pe care o prezintă asemenea unde este de ordinul unei secunde. Un caz tipic de generare de supratensiuni dinamice îl constituie punerea sub tensiune a unui transformator care se află la extremitatea unei linii lungi. Aceste supratensiuni nu pot fi limitate de descărcătoare, deoarece durata lor este prea mare față de capacitatea termică a descărcătoarelor.

8.6.1. Nivelul de ținere al izolației

Verificarea stabilității izolației în general și a aparatelor electrice în particular, la solicitările dielectrice menționate, se face prin încercarea aparatului la *nivelul de ținere*. Prin acest nivel se înțelege tensiunea de impuls cea mai mare de tipul 1,2/50 μs la care se produc zero la sută străpungeri sau conturnări ale izolației la o instalație de tensiune nominală dată. Tensiunii de impuls i se asociază și o tensiune de încercare la 50 Hz pe o durată de un minut. Verificarea izolației definită prin nivelul de ținere se face între piesele, care în mod normal sînt sub tensiune, și pămînt.

În tabela 8.13 este indicat nivelul de ținere pentru întreruptoarele de înaltă tensiune, după practica europeană, în conformitate cu recomandările CEI pentru tensiuni nominale pînă la 72,5 kV, iar în tabela 8.14 este dat nivelul de ținere pentru valori ale tensiunii nominale cuprins între 100 kV și 765 kV.

TABELA 8.13

Nivelul de ținere pentru întreruptoare expuse (3,6 kV-72,5 kV)

Tensiunea nominală a întreruptorului U_n kV(ef)	Tensiunea de ținere la impuls pozitiv sau negativ kV (vîrf)	Tensiunea de ținere la frecvență industrială un minut kV (ef)
3,6	45	21
7,2	60	27
12	75	35
17,5	95	45
24	125	55
36	170	75
52	250	105
72,5	325	140

În tabelele 8.13 și 8.14 prin izolație plină se înțelege izolația instalațiilor electrice cu neutrul izolat sau pus la pămînt printr-o bobină de stingere sau neefectiv pus la pămînt, iar prin izolație redusă se înțelege izolația instalațiilor la care neutrul este efectiv pus la pămînt. Prin întreruptor expus se înțelege întreruptorul integrat într-o instalație care este expusă descărcărilor atmosferice.

Nivelul de ținere este stabilit în concordanță cu regulile de *coordonare ale izolației*. După aceste reguli, stabilite internațional prin recomandările CEI [160], fiecărei tensiuni de serviciu îi corespunde pe lîngă nivelul de ținere și *nivelul de protecție*. Acesta este definit printr-o tensiune de impuls cu valoarea de 0,80—0,85 din valoarea tensiunii de ținere la impuls. Nivelul de protecție reprezintă tensiunea de impuls de valoarea cea mai mică la care au loc 100% amorsări ale aparatului de protecție cunoscute sub denumirile de descărcătoare și eclatoare și care reprezintă puncte de izolație stabilă în rețea în scopul protecției echipamentului funcțional constituit din transformatoare, întreruptoare, izolatoare ș.a.

Valorile din tabelele 8.13 și 8.14 sînt stabilite experimental pe baza observațiilor directe privind comportarea izolației în funcționare a instalațiilor electrice de înaltă tensiune.

TABELA 8.14

Nivelul de ținere pentru întreruptoare expuse (100—765 kV)

Tensiunea nominală a întreruptorului kV (ef)	Tensiunea de ținere la impuls pozitiv sau negativ		Tensiunea de ținere la frecvența industrială un minut	
	izolație plină kV (virf)	izolație redusă kV (virf)	izolație plină kV (ef)	izolație redusă kV (ef)
100	450	380	185	150
123	550	450	230	185
145	650	550	275	230
170	750	650	325	275
245	1 050	900	460	395
300	—	1050	—	460
362	—	1 300	—	570
		1 175	—	510
420	—	1 550	—	680
		1 425	—	630
525	—	1 800	—	790
		1 675	—	740
	—	1 525	—	680
765	—	*)	—	*)

*) Valori în studiu

8.6.2. Tensiunea de ținere ca fenomen probabil, riscul de degradare al izolației

Cheltuielile ocazionate de realizarea izolațiilor în instalațiile de tensiuni foarte înalte, între 420 kV și 765 kV sînt deosebit de importante și de aceea, în ultimul timp determinarea tensiunilor de ținere constituie obiectul unor

studii de probabilitate. Aceste studii se referă la izolațiile *autoregeneratoare*[1], adică la acele izolații la care rigiditatea dielectrică se reface după dispariția arcului electric de conturnare. Probabilitatea de străpungere $P(U)$ respectiv de ținere a unei astfel de izolații este indicată în figura 8.135, *a*, pentru o formă de undă de impuls dată. Valoarea $\overline{U}$ reprezintă valoarea pentru care se produc 50% amorsări ale arcului electric peste izolație. Această valoare caracterizează insuficient curba $P(U)$ și de aceea este necesar ca un al doilea parametru să definească curba $P(U)$. În acest scop se admite că curba $P(U)$ reprezintă o curbă de probabilitate cumulată. Experiențele arată că se poate admite că $P(U)$ este curba normală de probabilitate acumulată adică

$$P(U)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\int_{-\infty}^{U}\exp\left[-\frac{(U-\overline{U})^2}{2\sigma^2}\right]\mathrm{d}U. \tag{8.233}$$

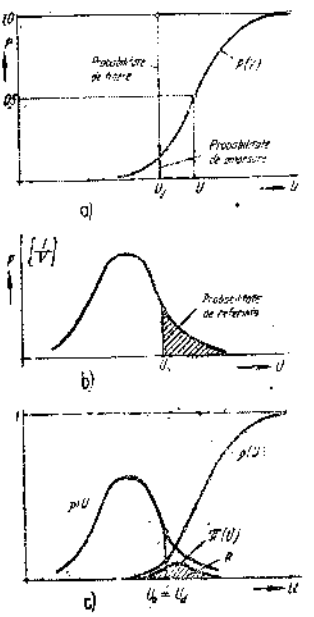


Fig. 8.135. Riscul de clacaj al unei izolații.

În acest caz cel de-al doilea parametru care definește curba, ($P(\overline{U})$ în afară de $\overline{U}$ este abaterea normală σ.

Determinarea parametrilor $\overline{U}$ și σ se face în mod experimental prin metode adecvate [121]. Tensiunea de ținere U_d poate fi definită probabilistic prin relația

$$U_d=\overline{U}-\alpha\sigma \tag{8.234}$$

unde α ia valori de ordinul 2 ; 2,5 ; 3, astfel ca probabilitatea de străpungere să fie redusă la 2,5 ; 0,62 ; 0,17%. În cadrul CEI propunerile pentru valorile lui σ de 0,05 și 0,03 din $\overline{U}$ pentru tensiunile nominale de 420 kV respectiv 765 kV.

Pentru a calcula riscul conturnării izolației este necesar a se cunoaște densitatea de probabilitate $p(V)$ de apariție a solicitării dielectrice, reprezentată în figura 8.135, *b*, unde se marchează tensiunea U_0 maximă virtuală pentru o probabilitate de referință acceptată. Prin suprapunerea curbelor $P(U)$ și

[1] La o izolație neregeneratoare conturnarea sau străpungerea echivalează cu distrugerea izolației. Este neeconomic a se folosi un număr mare de astfel de izolații pentru a stabili o curbă de probabilitate.

$p(U)$ ca în figura 8.135, *c* se calculează curba $\pi(U)=P(U)\cdot p(U)$. Aria sub curba $\pi(U)$ este o probabilitate de clacaj a izolației, denumită *risc* și are expresia

$$R=\int_{-\infty}^{+\infty}\pi(U)\ \mathrm{d}U. \tag{8.235}$$

Riscul de clacaj depinde de factorul de siguranță definit prin

$$Y=\frac{U_d}{U_0}. \tag{8.236}$$

În figura 8.135, $Y=1$, dar se poate observa că pentru $Y=1{,}2$; 1,3; 1,4 riscul de clacaj scade sensibil. Pentru tensiunile de 420 kV și 765 kV lucrările CEI stabilesc un risc de clacaj de ordinul $4\cdot10^{-2}$—$7\cdot10^{-4}$.

Observație. Tensiunea de ținere prescrisă de recomandările CEI se referă la izolația între piesele puse sub tensiune și pămînt.

8.6.3. Tensiuni de calcul pentru izolații

În figura 8.136 s-a reprezentat un întreruptor cu ulei puțin în poziția deschis. Distanțele disruptive care trebuie asigurate sînt următoarele

d_1 și d_2, ca *izolație internă*;

d_3, d_4, d_5 ca *izolații externe.*

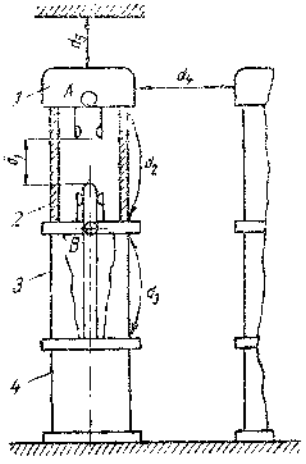


Fig. 8.136. Distanțe disruptive la un întreruptor:
1 — carter superior; 2 — compartimentul camerii de stingere; 3 — compartimentul de izolare față de pămînt; 4 — compartimentul de acționare.

Izolația internă se asigură astfel încît valoarea de vîrf a tensiunii oscilante de restabilire să fie mai mică decît tensiunea de calcul $\hat{u}_{ci}$. În cazul existenței unei singure camere de stingere pe polul unui întreruptor, tensiunea de calcul a distanței disruptive este

$$\hat{u}_{ci}=k_s\gamma\ 1{,}5\frac{\sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}} \tag{8.237}$$

unde: U_n — tensiunea nominală a aparatului, din tabelele 8.13, 8.14;

$k_s\simeq1{,}5$ — coeficient de siguranță;

$\gamma\approx1{,}6$ — factorul de oscilație al tensiunii de restabilire;

$1{,}5\frac{\sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}}$ — tensiunea oscilantă de restabilire a polului în care arcul electric se stinge primul în cazul scurtcircuitului trifazat simetric.

În cazul existenței numărului n de camere de stingere pe pol, relația de calcul corespunzătoare este

$$\hat{u}_{ct}=k_s k_n \gamma\ 1{,}5\ \frac{\sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}n}, \tag{8.238}$$

unde k_n este coeficientul de neuniformitate al repartiției tensiunii de restabilire.

În afară de condițiile date de relațiile (8.237) și (8.238), care sînt aplicabile numai la întreruptoare la deconectare cît și la separatoare condiția

$$\hat{u}_{ct}=k_s\ (\hat{u}_p+u_r), \tag{8.239}$$

unde : $\hat{u}_p$ — tensiunea față de pămînt, valoare de vîrf, în instalație ;
u_r — tensiunea reziduală a descărcătorului.

Conform relației (8.239) se asigură eliminarea unei străpungeri sau conturnări între două borne, din care una poate lua valoarea de vîrf a tensiunii rețelei față de pămînt, iar cealaltă poate lua valoarea tensiunii reziduale a descărcătorului, la apariția unei supratensiuni atmosferice. Valoarea $\hat{u}_p$ depinde de modul de tratare al neutrului și de natura defectului în rețea. Condiția (8.239) nu este încă admisă ca normă, dar este în atenția fabricilor constructoare.

Asigurarea izolației între bornele unui pol este deosebit de importantă cînd această izolație se asigură în ulei sau în aer, cu ajutorul materialelor organice stratificate. În cazul conturnării, o asemenea izolație nu se mai reface și se ajunge la un defect net. Mai puțin grave sînt străpungerile în aer și conturnările la suprafața izolatoarelor ceramice. Mai trebuie menționat că în cazul întreruptoarelor restabilirea izolației între bornele aceluiași pol este condiționată și de condițiile stingerii arcului electric, produsele de descompunere ale mediului dielectric ș.a.

Izolația externă este definită ca izolația aparatului, mai ales a întreruptorului, în afara izolației între borne. Străpungerea sau conturnarea acestei izolații poate avea consecințe variate ca gravitate în funcție de tipul și locul izolației în construcția aparatului. Astfel într-un mod general tensiunea de calcul este

$$\hat{u}_{ct}=k_s\hat{u}_i, \tag{8.240}$$

unde k_s este coeficientul de siguranță dat, după Kukekov în tabela 8.15, iar $\hat{u}_i$ este tensiunea de încercare prescrisă.

8.6.4. Determinarea distanțelor disruptive

Fiind cunoscute tensiunile de calcul ale izolației, distanțele disruptive se determină ținînd seama de forma electrozilor, de natura izolantului, de felul solicitării dielectrice (frecvență industrială sau impuls), pe baza unor relații de calcul sau a unor diagrame determinate experimental.

Străpungerea în aer. Pentru distanțe relativ mici (1...70 mm) între electrozi se pot folosi curbele din figura 8.137 la presiunea atmosferică, unde se dau

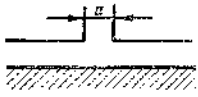
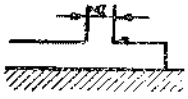
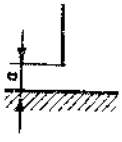
TABELA 8.15

Valorile coeficientului K_s

Nr. crt.	Tipul izolației	k_s
1	Distanțe disruptive exterioare și suprafețele exterioare ale izolatoarelor de porțelan în aer	1
2	Piese ceramice supuse străpungerii: la frecvența industrială	1,3
	la unda de impuls	1,4 ...1,6
3	Izolația hîrtie și stratificate în ulei: la frecvența industrială	1,3
	la unda de impuls	1,25
4	Distanțe disruptive în aer sau ulei amplasate în cuva întreruptorului cu ulei mult	1,15...1,25
5	Distanțe disruptive în aer sau ulei amplasate în cuva întreruptorului cu ulei puțin	1,25...1,5
6	Distanțe disruptive în ulei, care nu sînt supuse acțiunii arcului electric, în interiorul izolatoarelor de porțelan	1,15
7	Distanțe disruptive în aer, în interiorul izolatoarelor la frecvența industrială și la impuls	1,1 ...1,15

TABELA 8.16

Tensiunile de străpungere ale dispozitivelor în aer

Dispozitivul	Relația	a (cm)
	$U=(19{,}8+4{,}75\ a)$ kV	8...140
	$U=(19{,}8=4{,}45\ a)$ kV	8...140
	$U=(15\div5{,}1\ a)$ kV	30...250
	$+U=(45\div5{,}7\ a)$ kV impuls 1/50	
	$-U=(70\div6{,}5\ a)$ 50%	$\geqslant30$
	$U=(4{,}75\ a)$ kV	30...250
	$+U=(5{,}05\ a)$ kV impuls 1/50	
	$-U=(7{,}15\ a)$ kV 50%	$\geqslant30$

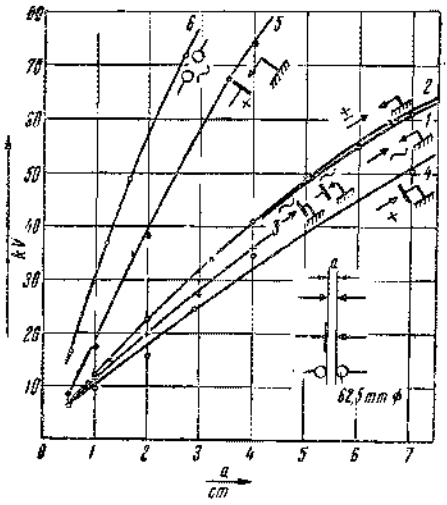


Fig. 8.137. Tensiuni disruptive pentru distanțe relativ mici.

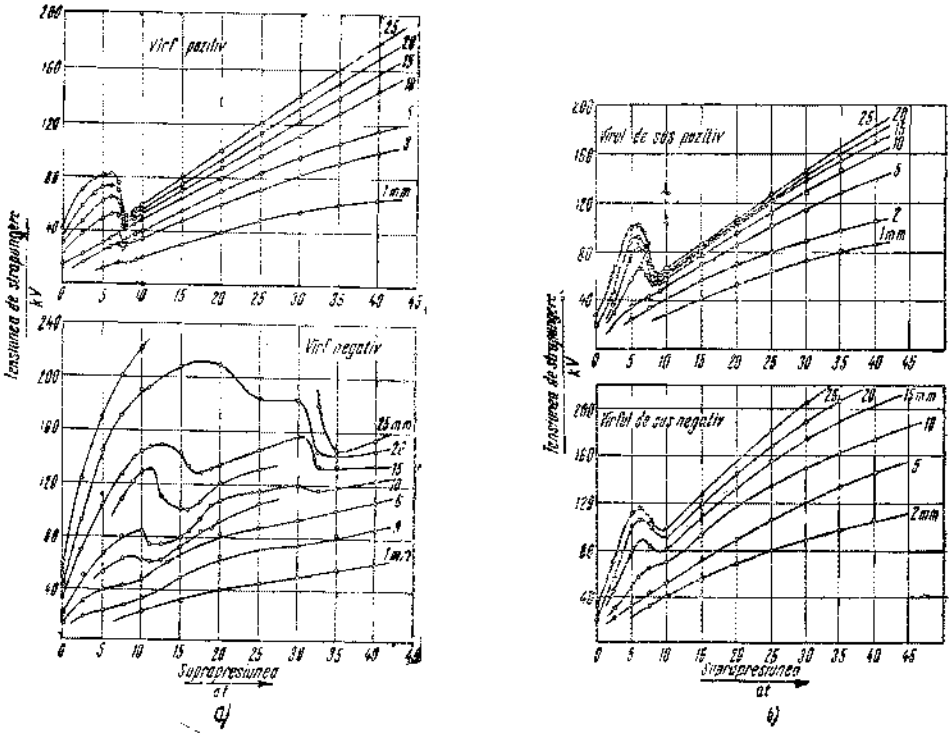


Fig. 8.138. Tensiuni de străpungere la presiuni ridicate:
a) vîrf-placă; b) vîrf-vîrf.

valori ale tensiunii de străpungere pentru frecvența industrială și la unda de impuls pentru dispozitive vîrf-vîrf, vîrf-placă și eclator cu diametrul sferei de 62, 5 mm. Pentru presiuni mai mari decît cea atmosferică și distanțe relativ mici (1...25 mm) se dau, după Gänger [134], în figura 8.138 valori ale tensiunii de străpungere pînă la presiuni de 40 at pentru dispozitivul vîrf-placă *a* și vîrf-vîrf *b*. Pentru distanțe mai mari se folosesc indicațiile lui Roth [134], din tabela 8.16. Valorile care rezultă din utilizarea formulelor din tabelă se consideră ca fiind maximale, urmînd ca după realizarea prototipului să se aducă corecții asupra distanței *a*, în sensul reducerii ei.

Străpungerea în ulei. Valorile medii ale tensiunii de străpungere în ulei tehnic, cu o rigiditate de 180...200 kV_{ef}/cm, se obțin cu relația

$$U_{su} = U_{sa} k_u, \tag{8.241}$$

unde: U_{su} este tensiunea de străpungere în ulei;
U_{sa} — tensiunea de străpungere în aer;
$k_u \approx 2{,}5$, coeficientul de calcul.

Față de valorile tensiunii astfel calculate dispersia observată este de — (15...20%). Prezența ecranelor izolante în ulei determină o modificare sensibilă a tensiunii de străpungere.

În figura 8.139 se indică, după Monsinger [78], curba voltsecundă la impuls a unui dispozitiv cu ecrane în ulei. O distanță de numai 12,8 mm în prezența a două ecrane de preșpan de cîte 1,6 mm conduce la o tensiune de străpungere de polaritate negativă de aproximativ 360 kV.

Conturnarea în aer. Din punct de vedere practic problemele referitoare la conturnarea în aer interesează la proiectarea izolatoarelor suport, de trecere și de linii.

Izolatoare suport de tip interior. La proiectarea acestora se folosesc datele lui Böning indicate în tabela 8.17 [26]. Izolatorul suport din pertinax este prevăzut la partea superioară cu electrod cilindric-semisferic pentru uniformizarea cîmpului electric în lungul izolatorului. Izolatorul de porțelan este de construcție normală cu armare exterioară. Armarea interioară reduce dimensiunile de gabarit ale izolatorului și poate conduce și la o mai bună repartiție a cîmpului electric în lungul izolatorului.

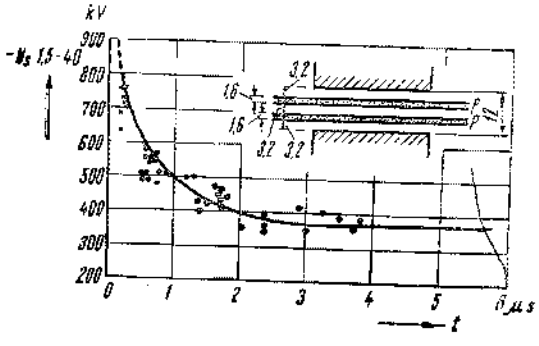


Fig. 8.139. Caracteristica tensiune-timp a unui dispozitiv izolat cu barieră de preșpan în ulei.

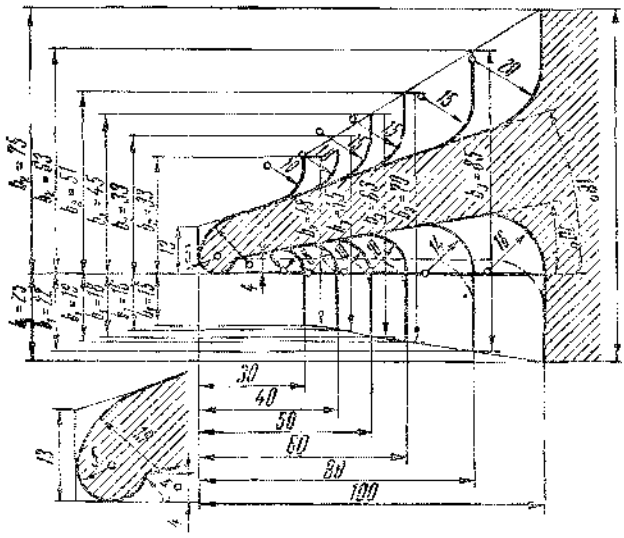


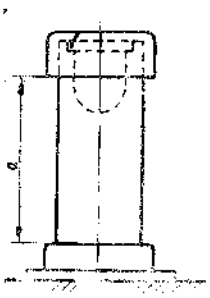
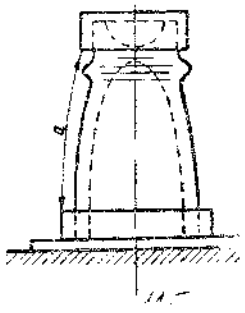
Fig. 8.140. Rile pentru izolatoare de tip exterior.

Izolatoare suport de tip exterior. La proiectarea acestora este necesar să se țină seama de căderea ploii și de murdărirea pe suprafață. Pentru asigurarea tensiunii de conturnare sub ploaie se practică rile evazate față de corpul izolatorului, astfel încît ploaia care cade înclinat pe izolator să nu stabilească un drum direct între borna sub tensiune și cea pusă la pămînt. La un asemenea izolator, așezat vertical față de sol, apa cade de pe rile fără a uda suprafața inferioară a rilei, care rămîne uscată sau cel mult umezită de picături de pulverizare discontinue. Această suprafață inferioară trebuie să asigure tensiunea de ținere la conturnare.

Un izolator murdărit, dar uscat, are practic aceeași tensiune de conturnare ca unul curat, dar prezența umidității provenite din ceață sau condensare produce o peliculă conductoare pe suprafața izolatorului, ceea ce determină trecerea unui curent activ corespunzător tensiunii aplicate și rezistenței electrice a peliculei. Prin efectul termic al curentului pelicula se usucă, mai ales în zonele unde densitatea de curent este mai mare. Pe măsură ce o zonă a fost uscată, curentul de scurgere este concentrat spre alte zone umede. Cum densitatea curentului crește, ca urmare a reducerii suprafețelor umede, apar descărcări temporare sub formă de arc electric la suprafața izolatorului. Sub acțiunea termică a arcurilor electrice parțiale și sub acțiunea cîmpului electromagnetic al instalației, se poate ajunge la conturnarea izolatorului. Pentru preîntîmpinarea conturnării din cauza murdăririi este necesar ca linia de conturnare și rezistența de suprafață să fie cît mai mari și să se practice rile numeroase și mult evazate, pentru a împiedica unirea descărcărilor parțiale într-un singur arc electric.

TABELA 8.17

Tensiuni de conturnare ale izolatoarelor suport

Izolator suport	Relația de calcul	a (cm)
Izolatorul suport 	$U_{ef}=(50+3{,}1\ a)$ kV $U_{ef}=(8{,}1\ a-0{,}125\ a^2)$ kV $+U=(140+7{,}6\ a)$ kV { impuls 1/50 $-U=(25+5{,}6\ a)$ kV { 50% a este dat în cm	20...200 0... 20 } 20...200
pompean 	$U_{ef}=(20+3{,}35\ a)$ kV $U_{ef}=(7{,}3\ a-0{,}2\ a^2)$ kV $+U=(150+6{,}5\ a)$ kV { impuls 1/50 $-U=(60+5{,}2\ a)$ kV { 50% a este dat în cm	10...200 0... 10 } 20...200

După normele DIN 48115 există șase tipuri de evazări, conform figurii 8.140. Dimensiunile principale ale izolatoarelor suport se determină în funcție de raportul :

$\frac{t}{a}=\frac{1}{2}$, la izolatoarele normale,

$\frac{t}{a}=\frac{1}{1{,}2}$, la izolatoarele în atmosferă de ceață și murdărie, unde a este lungimea liniei de conturnare, iar t pasul rilei. Tensiunea de conturnare sub ploaie este, după Böning, determinată cu notațiile din figura 8.141, de relațiile

— pînă la tensiuni de 220 kV

$$U_{ef}=n(2{,}6\ \overline{AD}+1{,}6\ \overline{DE})+14\ \text{kV}; \qquad (8.242)$$

unde distanțele $\overline{AD}$ și $\overline{DE}$ sînt date în cm,

— la tensiuni mai mari pînă la 380 kV

$$U_{ef}=[n(2{,}4\ \overline{AD}+1{,}3\ \overline{DE})+14]\ \text{kV}, \qquad (8.243)$$

cu distanțele $\overline{AD}$ și $\overline{DE}$ în cm.

Numărul de rile n se poate determina în funcție de lungimea liniei de conturnare a, cu relația

$$n=\frac{a-(b_1+b_2)}{2d}+1, \qquad (8.244)$$

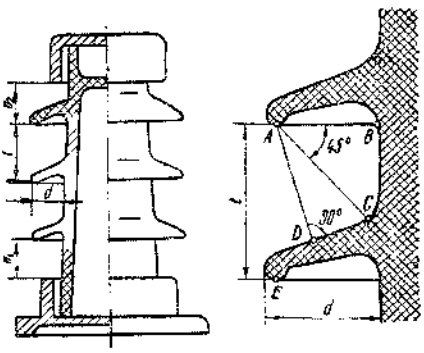


Fig. 8.141. Poziția rilelor pe izolatorul de tip exterior.

la izolatoare normale și

$$n=\frac{a-(b_1+b_2)}{1{,}2\ d}+1, \qquad (8.245)$$

la izolatorul pentru zone cu ceață și murdărire.

La izolatoarele suport, care pot fi străpunse, tensiunea de străpungere trebuie să întreacă cu 30...50% tensiunea de conturnare. Izolatoarele suport sînt supuse și solicitărilor mecanice provenite din eforturile electrodinamice exercitate asupra căilor de curent.

Izolatoare de trecere. La proiectarea izolatorului de trecere trebuie rezolvate următoarele probleme:

— eliminarea descărcărilor parțiale în zona flanșei racordată la pămînt;
— asigurarea unui cîmp electric radial cît mai uniform;
— asigurarea unui cîmp electric longitudinal cît mai uniform.

Descărcările parțiale apar succesiv, pe măsura creșterii tensiunii aplicate, după cum s-a schițat în figura 8.142, sub formele licărire a, descărcare super-

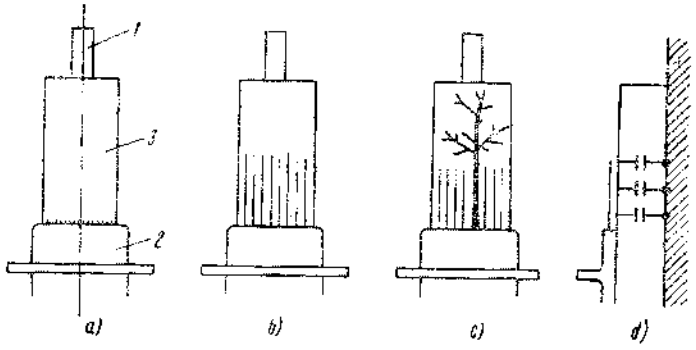


Fig. 8.142. Inițierea descărcărilor parțiale la izolatorul de trecere simplu.

ficială *b*, descărcare în egretă *c*. Aceste descărcări se inițiază datorită capacităților parțiale existente prin dielectricul *2* între conductorul *1* și flanșa *2*. Curenții capacitivi ai acestor capacități parțiale se scurg la suprafața izolatorului. În schița *d* se indică circuitul echivalent al dispozitivului în momentul descărcării.

Tensiunea de inițiere a descărcării sub formă de licărire depinde deci de capacitatea specifică C_s a izolatorului de trecere și este dată de relația lui Kappeler [26]:

$$U_1=\frac{k_1}{C_s^{0,45}}\ [\mathrm{kV_{ef}}];\quad k_1=1{,}1\cdot 10^{-5}, \tag{8.246}$$

unde capacitatea specifică a unui izolator de trecere cu raza bulonului r_b și raza flanșei r_f este

$$C_s=\frac{\varepsilon_0\,\varepsilon_r}{r_f \ln\dfrac{r_f}{r_b}}\ \left[\frac{\mathrm{F}}{\mathrm{cm^2}}\right].$$

Dacă diferența $r_f - r_b = d$ este relativ mică în raport cu r_b, capacitatea specifică se poate scrie sub forma $C=\varepsilon_0\,\varepsilon_r/d$, în relația tensiunii de inițiere a descărcării este

$$U_1=8{,}5\left(\frac{d}{\varepsilon_r}\right)^{0,45}=kd^{0,45}\ [\mathrm{kV}], \tag{8.247}$$

unde d este dat în cm.

Valorile lui k din relația (8.247) sînt date în funcție de natura electrozilor după cum urmează:

margine de metal în aer $k=4{,}3$
margine grafitată în aer $k=6{,}2$
margine de metal sau grafitată în ulei $k=15{,}2$.

Lungimea l_{ds} a descărcării superficiale (fig. 8.142, *b*) se calculează cu relația

$$l_{ds}=\frac{U_{ds}-U}{k_{ds}}, \tag{8.248}$$

unde U_{ds} este tensiunea la care se produce descărcarea superficială, evident mai mare decît tensiunea U_1 de licărire, iar k_{ds} este dat în funcție de permitivitatea relativă a dielectricului, în tabela 8.18.

TABELA 8.18

Valori pentru k_{ds}

Permitivitatea relativă a dielectricului, ε_r	1	2	3	4	6	8	10
k_{ds}	15	10	7,7	6,5	5,05	5	5

Tensiunea la care apare descărcarea în egretă, după Toepler este

$$U_e = \frac{13{,}5 \cdot 10^{-5}}{C_s^{0{,}45}} \text{ [kV]}, \tag{8.249}$$

unde C_s este capacitatea specifică. Descărcările sub formă de egretă nu sînt recomandabile întrucît, prin repetarea lor, lasă urme mai ales pe materialele organice (pertinax, rășini de turnare). Un izolator de trecere simplu (fără repartiție prestabilită a cîmpului electric în lungul izolatorului) se calculează cu un gradient mai mic (1...2 kV/cm) decît un izolator suport cu aceeași lungime a liniei de conturnare.

Din examinarea relațiilor (8.246) și (8.249) rezultă că, pentru a diminua tensiunile de licărire și de descărcare la un izolator de trecere simplu, este necesar să se micșoreze capacitatea specifică C_s, ceea ce conduce la creșterea diametrului $2r_f$ al flanșei. Astfel se explică faptul că un izolator de trecere simplu este conturnat la o tensiune relativ redusă, dacă diametrul flanșei este mic, deși linia de conturnare poate fi oricît de mare.

Controlul repartiției cîmpului electric la izolatorul de trecere. Acest control se realizează prin practicarea unor inserții conductoare de aluminiu sau peliculă de grafit în dielectricul existent între flanșa izolatorului și bulonul său. Aceste inserții conductoare constituie, două cîte două, capacități conectate în serie între flanșe și bulon, astfel încît repartiția cîmpului electric radial și axial este determinată de valorile capacităților intermediare.

Dimensionarea trecerii capacitive după criteriul gradientului constant radial conduce la un gradient axial extrem de variabil. Acceptarea unui gradient axial constant conduce la un gradient radial variabil. Din punct de vedere practic se acceptă un compromis între cele două cerințe. Se menționează că folosirea minimului de material conduce la adoptarea gradientului axial constant.

În figura 8.143 s-a reprezentat schițat o secțiune într-un izolator de trecere cu repartiție controlată a cîmpului electric. Se admite că inserțiile de pelicule conductoare sînt repartizate uniform, adică la variații constante ale razei r și se caută a se determina modul de repartiție al lungimii l al inserției după criteriul *gradientului radial constant*. S-a notat cu:

r_f — raza flanșei;
r_b — raza bulonului;
l_f — lungimea flanșei;
l_b — lungimea bulonului.

Se admite că numărul inserțiilor metalice este mare și că direcția liniilor de cîmp electric este perpendiculară pe inserții. În general fluxul electric se scrie

$$\Phi = D \cdot A = \varepsilon E \cdot A, \tag{8.250}$$

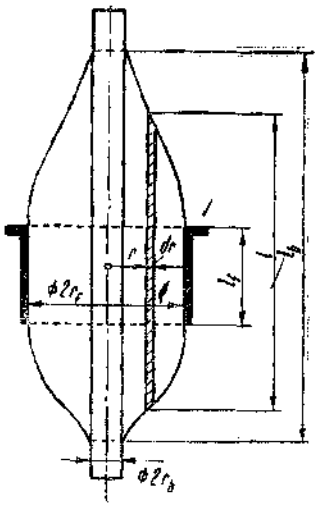


Fig. 8.143. Schița de calcul a izolatorului de trecere.

iar cu condițiile precizate, gradientul la distanța r de ax este

$$E_r = \frac{dU}{dr} = \frac{\Phi}{2\pi r l \varepsilon}. \tag{8.251}$$

Pentru $\frac{dU}{dr}$ = const., rezultă

$$\frac{1}{rl} = \text{const.} \tag{8.252}$$

adică ecuația unei hiperbole. Cu alte cuvinte, pentru a asigura un gradient radial constant, lungimea l a inserției metalice trebuie să varieze hiperbolic în raport cu raza r corespunzătoare. Profilul inserțiilor, astfel definit, este de timpul m. Din relația (8.252) rezultă

$$\frac{E_{mr}}{E_{mb}} = \frac{r_b l_b}{r l_m} = 1 \tag{8.253}$$

Pentru profilul n, diferit de m, dacă se conservă aceleași dimensiuni pentru bulon și flanșe, razei r îi va corespunde lungimea l_n a inserției metalice. Pentru această situație se scrie

$$E_{nr} = \frac{\Phi}{2\pi r l_n \varepsilon}; \quad E_{nb} = \frac{\Phi}{2\pi r_b l_b \varepsilon}; \quad \frac{E_{nr}}{E_{nb}} = \frac{r_b l_b}{r l_n}. \tag{8.254}$$

Prin împărțirea relațiilor (8.253) și (8.254) se obține

$$\frac{E_{nr}}{E_{nb}} : \frac{E_{mr}}{E_{mb}} = \frac{l_m}{l_n}. \tag{8.255}$$

Dar deoarece dimensiunile bulonului sînt aceleași atît la profilul m cît și la profilul n, iar $E_{nb} = E_{mb}$, conform relației (8.251) rezultă că

$$\frac{E_{nr}}{E_{mr}} = \frac{l_m}{l_n}. \tag{8.256}$$

Dacă E_{mr} se consideră ca mărime de bază și se consideră egală cu unitatea, rezultă

$$E_{nr} = E_{mr} \frac{l_m}{l_r}. \tag{8.257}$$

Observațiile teoretice de mai sus permit să se calculeze izolatorul de trecere de tip condensator pe cale grafică, după cum se indică în figura 8.144, *a*. Pe abscisă se reprezintă raza iar pe ordonată, lungimea. Se consideră inițial

$$\overline{OA} = r_b; \quad \overline{OD} = r_f; \quad \overline{AB} = l_b.$$

Etapele de calcul sînt succesiv:

Curba 1: rezultă din condiția gradientului radial constant, adică

$$l = \frac{r_b l_b}{r} \text{ respectiv } l_f = \frac{r_b l_b}{r}.$$

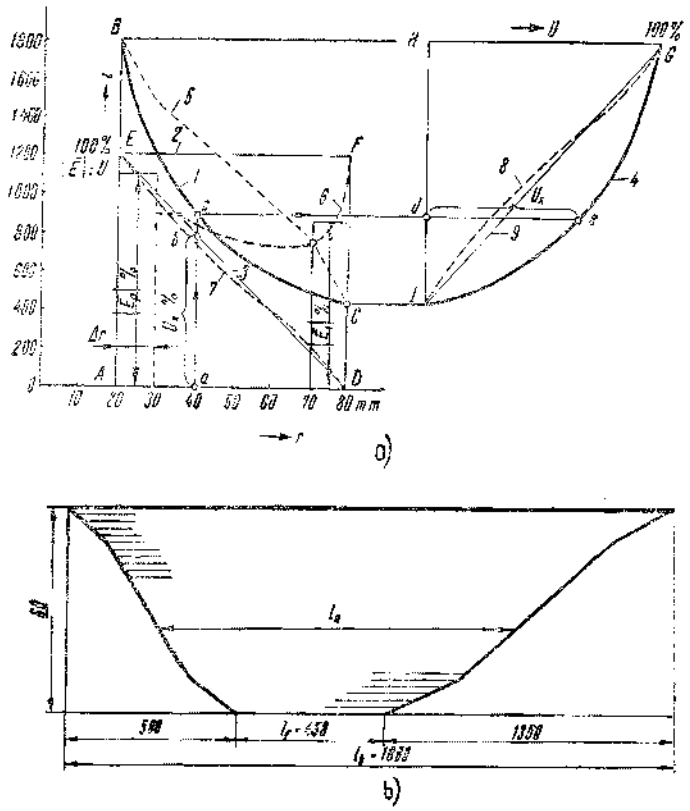


Fig. 8.144. Metodă grafică pentru calculul izolatorului de trecere.

Curba 2: Segmentul $\overline{AE}$ luat arbitrar ca mărime reprezintă în unități relative gradientul radial la periferia bulonului.

Segmentul $\overline{AE}$ reprezintă acest gradient constant.

Curba 3: Segmentul $\overline{ED}$ reprezintă în unități relative repartiția tensiunii după raza izolatorului. Întrucît gradientul este constant, rezultă că variația tensiunii este liniară. Segmentul $\overline{AE}$ reprezintă $U\%$.

Curba 4: Se reprezintă repartiția tensiunii în lungul izolatorului. Segmentul $\overline{HG}=U\%$, iar segmentul $\overline{HI}=$ lungimea în afara flanșei izolatorului. Pentru un punct de rază x pe curba *3* se determină $U_x\%$ reprezentat de segmentul $\overline{ab}$; se prelungește segmentul $\overline{ab}$ pînă întîlnește curba *1* în punctul c; se duce o paralelă la axa absciselor și se ia segmentul $\overline{de}=\overline{ab}$. Se constată o repartiție a tensiunii extrem de nefavorabilă. O repartiție axială mai bună se determină în continuare.

Curba 5: Se trasează, pe baza experienței, repartiția n a inserțiilor conductoare după curba *5*.

Curba 6: Aceasta reprezintă gradientul radial pe baza relației (8.257), cu conservarea gradientului la bulon și la flanșe, după distribuția *m*.

Curba 7: Aceasta reprezintă repartiția radială a tensiunii pe baza curbei *6*. Se împarte distanța $\overline{AD}$ într-un număr p de segmente (de exemplu *6*) și se determină astfel p zone în care se consideră un gradient mediu constant, măsurat în unități relative, astfel încît $AE\% = \frac{100}{100} E$. Se determină astfel $E_1\%$, $E_2\% \ldots E_p\%$. Tensiunea pe zonă va fi

$$U_1\% = E_1\% \; \Delta r \; ; \ldots U_p\% = E_p\% \; \Delta r,$$

unde Δr este mărimea unui segment. Rezultă că

$$\sum_{i=1}^{p} U_i\% = \frac{100}{100} U.$$

Curba 8: Se reprezintă repartiția n a tensiunii în lungul izolatorului pe baza curbelor *7* și *5*. Se observă o ameliorare considerabilă a repartiției față de repartiția dată de curba *4*.

În etapa finală se reprezintă grafic modul de inserare al peliculelor conductoare, ca în figura 8.144, *b*. Diferența $l_b—l_n$ reprezintă o lungime necesară unei duble conturnări, lungime care trebuie repartizată egal de o parte și de alta a flanșei, dacă trecerea se execută în aer. Dacă trecerea se execută de la aer la ulei, lungimea $l_b—l_n$ se împarte în raportul 1,7 : 1, corespunzător raportului solicitărilor admisibile în ulei (5,7 kV/cm) și în aer (3,3 kV/cm).

8.7. ECLATOARE ȘI DESCĂRCĂTOARE

Eclatoarele și descărcătoarele sînt dispozitive prevăzute cu intervale disruptive care sînt străpunse sub acțiunea unei diferențe de potențial, care depășește o valoare prescrisă. Rolul funcțional al eclatoarelor poate fi foarte divers, în timp ce rolul descărcătorului este numai acela de a constitui nivelul de protecție al unei instalații.

8.7.1. Eclatoare

În istoria electrotehnicii, eclatorul format din două tije, cu un interval disruptiv în aer între ele, a constituit prima formă de aparat menit să protejeze instalațiile împotriva supratensiunilor atmosferice. Acest dispozitiv de construcție simplă nu reușește să stingă arcul electric după dispariția supratensiunii și de aceea rolul funcțional al eclatoarelor simple nu mai este astăzi de a oferi protecție împotriva supratensiunilor ci, după cum urmează, cu totul altul.

Armăturile de protecție ale izolatoarelor de linie. Lanțurile de izolatoare de susținere ale liniilor de înaltă tensiune sînt prevăzute cu armături metalice de

protecţie plasate ca în figura 8.145, unde se prezintă aranjamentul pentru tensiunea de serviciu de 400 kV. Rolul armăturilor metalice, în acest caz, este următorul :

a) de a uniformiza gradientul de potenţial în lungul izolatorului ;

b) de a evita apariţia descărcărilor parţiale în atmosferă, la piesele metalice în care se fixează izolatorul ;

c) de a feri izolatorul de acţiunea directă a arcului electric, în cazul producerii unei conturnări a izolatorului.

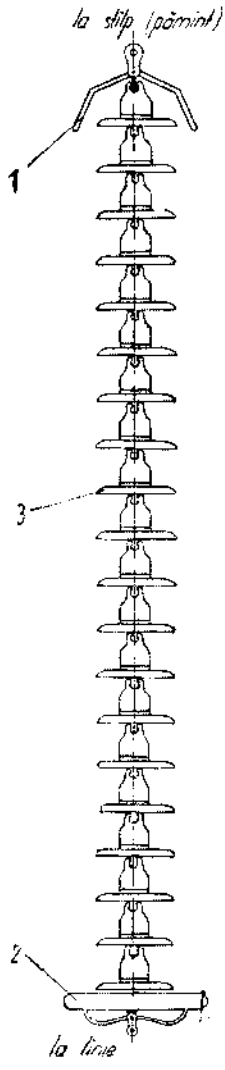


Fig. 8.145. Eclatoare pentru protecţia izolatoarelor de suspensie :
1, 2 — armăturile eclatorului ; 3 — izolator.

Efectul termic al arcului electric este deosebit de intens în cazul curenţilor de scurtcircuit în arc de ordinul 10—50 kA.

Limitator de tensiune pentru instalaţii de protecţie. Principiul de funcţionare al acestui aparat este indicat în figura 8.146. Doi electrozi de amorsare, *A* şi *B*, sînt plasaţi pe suprafaţa semiconductoare *C* din carbură de siliciu. Dacă între *A* şi *B* există o mică diferenţă de potenţial prin rezistenţă va trece un curent de fugă de mică intensitate. Dacă diferenţa de potenţial devine importantă, ca urmare a apariţiei unei defecţiuni în instalaţie, ca urmare a nelinearităţii rezistenţei, curentul de fugă creşte considerabil şi

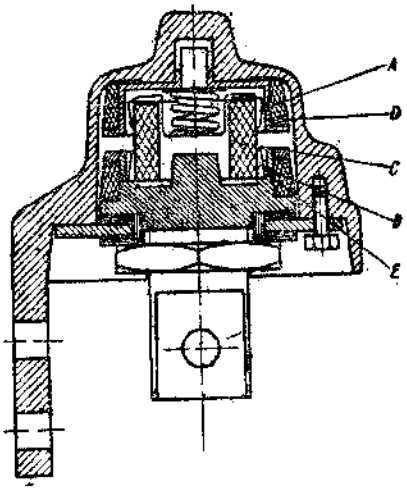


Fig. 8.146. Limitator de tensiune Soulé.

în cele din urmă un arc electric se amorsează între electrozii *A* și *B*. Acest arc este transferat electrozilor *D* și *E*, între care se stabilește curentul de scurtcircuit, care va fi întrerupt de întreruptorul de protecție. Tensiunile de amorsare ale eclatorului sînt de ordinul 250—400 V, iar curenții de descărcare de ordinul 3 500—8 000 A.

Limitatorul de tensiune este folosit pentru protecția împotriva electrocutării, la atingere, în tracțiunea electrică, pentru protecția redresoarelor cu siliciu împotriva supratensiunilor ș.a.

8.7.2. Descărcătoare electrice

Acestea sînt aparate electrice destinate a proteja echipamentul electric împotriva supratensiunilor atmosferice și uneori împotriva supratensiunilor de comutație, în concordanță cu principiile coordonării izolației [160]. După aceste principii, într-o instalație electrică de înaltă tensiune, există două nivele de izolație: nivelul de ținere și nivelul de protecție.

Nivelul de ținere cuprinde întregul echipament electric cu excepția izolatoarelor pentru linii aeriene, cablurilor și dispozitivelor de protecție. Pentru izolația acestor aparate se prescrie tensiunea de ținere la impuls cea mai mare, pentru care există 0% amorsări sau conturnări (v. cap. 8.6.).

Nivelul de protecție cuprinde descărcătoarele și eclatoarele de protecție. Pentru izolația corespunzătoare se prescrie tensiunea reziduală a descărcătorului la curentul nominal, precum și tensiunea de impuls minimă la care există 100% amorsări (tensiunea de amorsare).

Diferența practică între cele două nivele este de 15—20% din tensiunea reziduală a descărcătorului. Compararea celor două nivele de izolație se face cu ajutorul diagramei voltsecundă (caracteristica de impuls) [134]. Astfel în figura 8.147 s-au reprezentat caracteristicile de impuls, sub forma unor zone, pentru a ține seamă de caracterul statistic al descărcărilor pentru:

— un transformator, curba *1*, reprezentînd nivelul de ținere;

— un descărcător cu rezistență variabilă, curba *2*, reprezentînd nivelul de protecție;

— un eclator, reprezentînd nivelul de protecție sub forma cea mai ordinară.

Se constată astfel că descărcătorul cu rezistență variabilă *1* protejează transformatorul *2* pentru orice pante ale tensiunii de impuls, ca de exemplu

200 kV/μs, dreapta *a*;
100 kV/μs, dreapta *b*;
18,75 kV/μs, dreapta *c*,

în timp ce eclatorul nu oferă protecție decît pentru unde cu pante reduse (18,75 kV/μs), dreapta *c*). Rezultă de aci ineficacitatea protecției cu ajutorul eclatoarelor, care deși sînt aparate simple au următoarele neajunsuri:

— provoacă scurtcircuite la pămînt, deoarece nu sînt capabile să stingă arcul electric al curentului de însoțire la frecvența industrială;

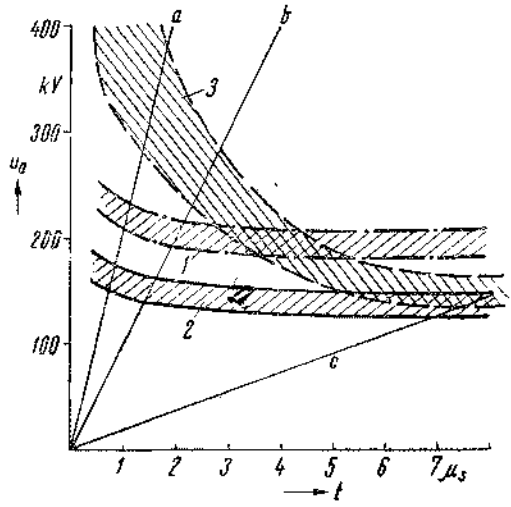


Fig. 8.147. Caracteristica volt-secundă.

— produc o undă de impuls tăiată, ceea ce provoacă o solicitare dielectrică importantă în transformatoare;

— amorsează cu întîrziere, ceea ce înseamnă că nu pot împiedica intrarea în instalație a undelor de impuls cu pantă mare (viteza mare de creștere a tensiunii).

8.7.2.1. **Descărcătorul cu rezistență variabilă.** În figura 8.148 s-au reprezentat:

— schema de construcție în schița *a*, cuprinzînd coloana cu eclatoare *A*, coloana cu rezistențe variabile *B* și anvelopa de porțelan *C*;

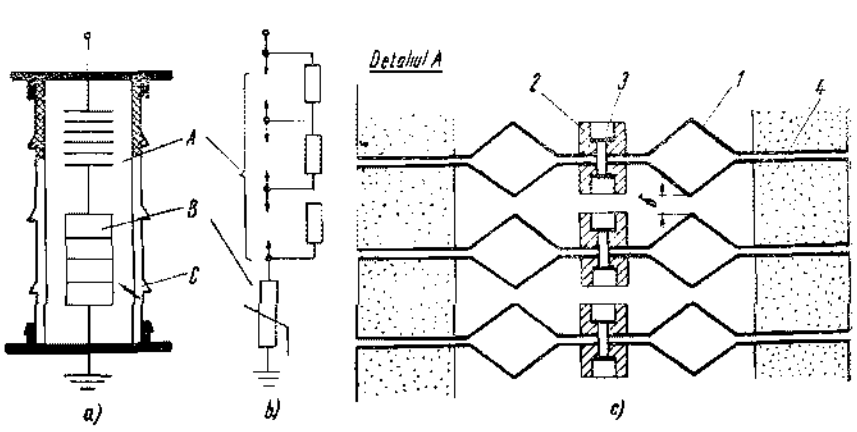


Fig. 8.148. Descărcătorul cu rezistență variabilă.

— schema electrică echivalentă în schița *b*, în care se constată prezența rezistențelor de șuntare în paralel pe eclatoare, în scopul asigurării repartiției, în mod uniform, a tensiunii pe eclatoare;

— detaliu asupra coloanei cu eclatoare și rezistențe de șuntare în schița *c*.

Coloana de eclatoare reprezentată în detaliu în figura 8.148, *c* este realizată din cîte două piese simetrice *1* din tolă de alamă, solidarizate prin piesele *2* din *titanat de bariu* cu nitul *3*. Între două perechi de piese *2* se stabilește distanța de eclatoare δ, care este menținută de rezistența de șuntare *4*, formată din material ceramic. Rolul pieselor *2*, caracterizate de o permitivitate mare ($\varepsilon_r > 3\,000$) este de a menține în jurul eclatoarelor, la tensiunea de lucru, o stare de preionizare a eclatoarelor. Rezistențele de șuntare au rolul de a repartiza cîmpul electric pe eclatoare, în mod uniform, independent de capacitățile parazite ale eclatoarelor. Numărul distanțelor de eclatare crește o dată cu tensiunea de serviciu a descărcătorului. Se poate regla ca distanța δ să fie străpunsă la 3—6 kV_{max}.

Coloana cu rezistențe variabile este formată din mai multe discuri de carbură de siliciu (material semiconductor) cu diametrul 75—100 mm și grosime de aproximativ 20 mm. Caracteristic pentru un asemenea disc este variația rezistenței sale în raport cu curentul care îl străbate, conform cu relația

$$u = ci^{\alpha}, \tag{8.258}$$

unde: c este constanta materialului, pentru cazurile practice

$$c = (650—700)\,\frac{V}{A^{\alpha}};$$

α coeficientul de neliniaritate, pentru cazurile practice, $\alpha = 0{,}16—0{,}23$.

În figura 8.149 se indică caracteristica *volt-amper*, a unei rezistențe neliniare de descărcător obținute la aplicarea unui impuls de curent pe discul semiconductor. În afară de neliniaritate pe figură se mai remarcă și două bucle de histerezis.

Carbura de siliciu este obținută la temperatura arcului electric din reacția cărbunelui cu siliciu. Materialul rezultat astfel este spălat de fier cu ajutorul acizilor, apoi măcinat, deferizat cu ajutorul separatorului magnetic și în etapa finală sortat după granulație. În această stare materialul primește un adaus de sticlă lichidă, ca liant, este aglomerat sub formă de discuri cu ajutorul presei hidraulice. Discurile obținute astfel sînt calcinate în cuptoare electrice la 600°C. Pentru a *stabiliza* neliniaritatea discurilor se procedează la *îmbătrînirea artificială* a discului, prin aplicarea a circa 3 șocuri de curent, de 5 000 A, la descărcătoarele cu curent nominal de 5 000 A.

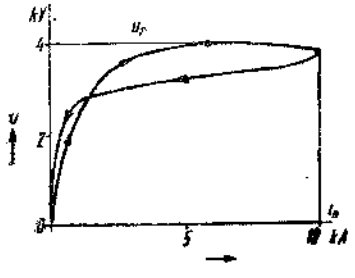


Fig. 8.149. Caracteristica volt-amper a unui disc de carborund.

Anvelopa de porţelan protejează eclatoarele şi rezistenţele neliniare de influenţa umidităţii şi de alţi agenţi atmosferici. Discurile de carborund sînt higroscopice, de aceea păstrarea lor în atmosferă uscată este absolut necesară. Introducerea în anvelopă a unei substanţe higroscopice, cum este clorura de calciu, are rolul de a spori şi conserva atmosfera uscată în descărcător. Anvelopa este prevăzută cu o supapă de siguranţă, pentru a evita spargerea izolatorului, în cazul nefuncţionării corecte a descărcătorului.

Funcţionarea descărcătorului cu rezistenţă variabilă. Funcţionarea constă din amorsarea coloanei dielectrice în cazul apariţiei unei supratensiuni care depăşeşte nivelul de izolaţie al descărcătorului ; conducerea la pămînt a unui curent de impuls, denumit şi curent de scurgere, care limitează supratensiunea în instalaţie ; în final stingerea arcului electric. Stingerea este determinată de rezistenţa neliniară a cărei valoare creşte pe măsură ce valoarea supratensiunii scade. Trebuie menţionat că odată cu conducerea supratensiunii la pămînt prin descărcător trece un *curent de însoţire* la frecvenţa industrială, a cărui valoare depinde de modul de tratare a neutrului în reţeaua considerată. Stingerea arcului în eclator are loc în momentul trecerii prin valoarea zero a curentului de însoţire. La construcţiile corecte durata curentului de însoţire poate fi cel mult o jumătate de perioadă.

În figura 8.150 se indică oscilogramele tip ale funcţionării unui descărcător, căruia i se aplică unda de impuls normală 1,2/50. Mărimile caracteristice care apar sînt :

— *tensiunea de amorsare la impuls* u_a este tensiunea cea mai mare care apare la bornele descărcătorului, înainte de trecerea curentului de descărcare ;

— *tensiunea reziduală* u_r este tensiunea cea mai mare care apare la bornele descărcătorului, prin trecerea curentului ;

— *curentul nominal al descărcătorului* i_n este valoarea maximă a curentului 10/20 μs pe care îl poate suporta descărcătorul. Din analiza rezultatelor statis-

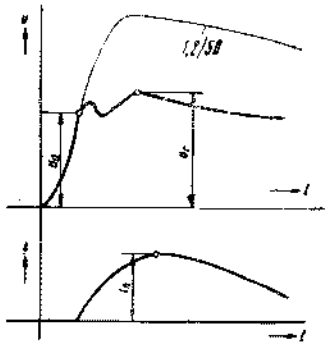


Fig. 8.150. Oscilograme obţinute la funcţionarea unui descărcător cu rezistenţă variabilă.

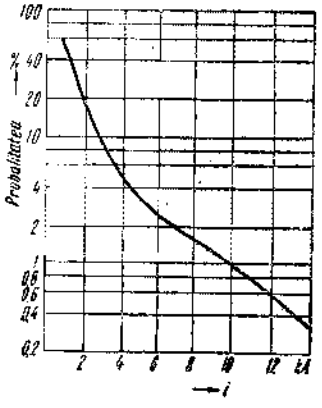


Fig. 8.151. Probabilitatea curenţilor de trăznet.

tice privind valorile curenților de trăznet care cad în rețelele electrice de înaltă tensiune, după cum arată figura 8.151, probabilitatea de a apărea curenți de 5 kA este de circa 3%, iar de 10 kA este mai mică de 1%. Descărcătoarele actuale se construiesc pentru curenți de 1 500, 2 500, 5 000, 10 000 A.

Comportarea descărcătoarelor la frecvența industrială este caracterizată de:

Tensiunea de amorsare la frecvența industrială dată ca valoare efectivă și în principiu este necesar ca valoarea de vîrf să depășească valoarea de vîrf a tensiunilor de comutație (supratensiuni interne). Acest deziderat poate fi îndeplinit economic pînă la tensiunea nominală de 220 kV. Începînd de la această tensiune descărcătorul cu capacitatea *termică sporită* poate limita supratensiunile de comutație și în consecință poate reduce nivelul de ținere a izolației, deoarece nivelul de protecție se reduce. În acest mod se pot realiza economii importante reducîndu-se izolația echipamentului electric și în special al transformatoarelor.

Între tensiunea de amorsare la impuls u_{ai} și valoarea de vîrf a tensiunii de amorsare la frecvență industrială U_a există relația

$$u_{ai}=c_i\hat{U}_{a\sim} \tag{8.259}$$

unde c_i este denumit *coeficientul de impuls*. Deoarece tensiunea de amorsare u_{ai} este mai mică decît tensiunea reziduală și cum tensiunea reziduală se reglează în funcție de supratensiunile de comutație rezultă că valoarea coeficientului de impuls trebuie să se apropie de unitate.

Tensiunea de stingere la frecvența industrială U_s este valoarea efectivă a tensiunii alternative care se aplică la bornele descărcătorului, acesta fiind supus încercării de stingere a curentului de însoțire, iar curentul de însoțire este stins. Tensiunea de stingere trebuie să fie cel puțin cu 10% mai mare decît tensiunea de exploatare U_n a rețelei, adică

$$\hat{U}_s \geqslant 1{,}1\ \hat{U}_n. \tag{8.260}$$

La descărcătoarele de un tip mai nou, la tensiuni medii, este valabilă relația

$$\frac{u_r}{\hat{U}_s}=1{,}8—2{,}2. \tag{8.261}$$

Din (8.260) și (8.261) rezultă relația de dependență între tensiunea reziduală și tensiunea cea mai mare de exploatare

$$u_r=(1{,}8—2{,}2)\hat{U}_s=(2{,}8—3{,}4)U_n. \tag{8.262}$$

În figura 8.152 s-a reprezentat caracteristica *volt-amper* a descărcătorului. Pe această caracteristică s-au marcat valorile tensiunilor u_a, u_r, $\hat{U}_s$, $\hat{U}_n$.

Observații asupra asamblării. Parametrii principali ai descărcătorului se stabilesc în funcție de caracteristicile fiecărui disc cu rezistență neliniară. Astfel tensiunea reziduală a descărcătorului este

$$u_r=\sum_{i=1}^{n} u_{ri},$$

unde u_{rd} este tensiunea reziduală a unui disc, indicată în figura 8.149. Deoarece discurile rezultă din fabricaţie cu tensiuni reziduale diferite este necesar ca să se asambleze, în coloane cu rezistenţe neliniare a unui descărcător, discuri cu tensiuni reziduale individuale uşor diferite, dar care să totalizeze tensiunea reziduală u_r.

Tensiunea de amorsare se determină în funcţie de numărul n şi mărimea distanţelor de amorsare

$$u_a \approx n u_{an},$$

unde u_{an} este tensiunea de amorsare a unui eclator. Eclatoarele se realizează prin presare, iar distanţele de eclatare se menţin cu suficienţă cu ajutorul rezistenţelor de şuntare, a căror grosime este calibrată.

Descărcătoarele cu rezistenţă variabilă cu tensiunea nominală pînă la 15 kV se construiesc ca în schiţa din figura 8.148. La tensiuni nominale cuprinse între 60 şi 380 kV descărcătoarele se construiesc după principiul modulului.

8.7.2.2. **Descărcătorul tubular.** Pentru protecţia împotriva supratensiunilor pe linii, deci în afara staţiilor, este economic să se folosească descărcătoare tubulare cu material gazogen, de tipul celui schiţat în figura 8.153. Caracteristica de impuls a unui asemenea descărcător se apropie de cea a unui eclator simplu şi deci nefavorabilă pentru limitarea supratensiunilor cu front rapid. Deoarece staţiile electrice sînt prevăzute cu paratrăsnete Franklin, supratensiunile provenite din descărcări directe sau indirecte au o frecvenţă mai mare pe linii, în afara staţiilor. După cum propagarea undelor pe linii are drept efect reducerea pantei undei, rezultă că în staţii vor intra supratensiuni cu pantă redusă şi de scurtă durată, limitarea duratei făcîndu-se cu ajutorul descărcătoarelor tubulare care pot tăia unde pe spate.

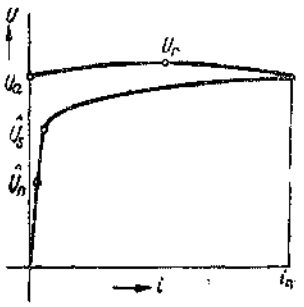


Fig. 8.152. Caracteristica volt-amper a unui descărcător cu rezistenţă variabilă.

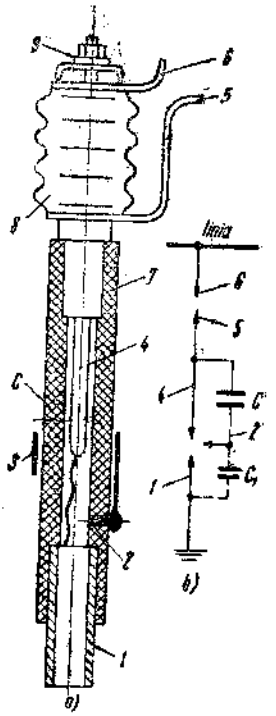


Fig. 8.153. Descărcător tubular.

Utilizarea descărcătorului tubular, sau chiar a eclatorului simplu, ca aparat de protecție a posturilor de transformare rurale de medie tensiune necesită o întărire corespunzătoare a izolației transformatorului.

Descărcătorul tubular indicat în figura 8.153 se compune dintr-un *eclator în aer*, format între electrozii *5* și *6* la extremitățile izolatorului *8* și *un eclator de conturnare* între tija *4* și electrodul *1*.

La amorsare are loc străpungerea eclatorului în aer și apoi arcul electric se stabilește în interiorul tubului gazogen *7*, pe care îl conturnează.

Presiunea locală rezultată prin dezvoltarea gazelor asigură stingerea arcului electric, după conducerea la pămînt a supratensiunii. Capacitatea C formată între inelul exterior *3* și tija *4* este mare față de capacitatea C_1 între *1* și *2*, ceea ce determină, la apariția supratensiunii, întîi amorsarea eclatorului auxiliar *1*, *2* și apoi a eclatorului principal *1*, *4*. Electrodul *9* se conectează la linie, iar electrodul *1* la pămînt.

Observație importantă. Funcționarea descărcătorului tubular diferă de cea a descărcătorului cu rezistență variabilă prin faptul că primul taie unda, în timp ce al doilea limitează supratensiunea la tensiunea reziduală, fără a o tăia, ceea ce este ilustrat în figura 8.154 unde *a* este curba descărcătorului cu rezistență variabilă, iar *b* a celui tubular. Se remarcă faptul că, pentru aceeași undă, amorsarea descărcătorului tubular se face cu întîrziere față de amorsarea descărcătorului cu rezistență variabilă. Neajunsul descărcătorului tubular constă tocmai în tăierea undei, care poate produce, în înfășurările transformatorului, solicitări dielectrice mai mari decît cele produse de frontul undei.

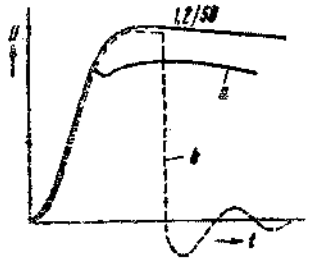


Fig. 8.154. Comparație între descărcătorul tubular și cel cu rezistență variabilă.

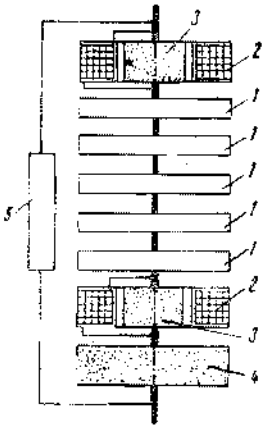


Fig. 8.155. Element de descărcător cu rezistența variabilă.

Perfecţionarea tehnologiei descărcătoarelor cu rezistenţă variabilă permite, în prezent, o fabricaţie economică şi ca urmare tendinţa este de a generaliza utilizarea acestui tip de descărcătoare, în detrimentul descărcătoarelor tubulare.

8.7.2.3. **Descărcătorul cu suflaj magnetic.** Mijloacele normale de a îmbunătăţi calitatea descărcătoarelor cu rezistenţa variabilă sînt :

a) Reducerea tensiunii reziduale, prin utilizarea unui material cu coeficientul de neliniaritate cît mai mare. Dacă tensiunea reziduală se reduce înseamnă că şi nivelul de ţinere se poate reduce, ceea ce atrage după sine importante economii privind izolaţia echipamentului .

b) Rezistenţa termică la unde lungi, de exemplu 2 000 μs la 150 A,corespunzînd descărcării liniilor şi cablurilor de transport de energie. Această cerinţă este cu atît mai acută cu cît tensiunile de exploatare sînt mai ridicate şi reţelele sînt mai extinse.

Într-un descărcător rezistenţa neliniară limitează curentul de însoţire la 50 — 200 A, pe care le poate întrerupe eclatorul. În cazul cînd sarcinile care trebuie conduse la pămînt sînt importante şi se doreşte limitarea supratensiunilor interne (de comutaţie) este necesar ca diminuarea curentului să se facă nu numai din cauza rezistenţelor neliniare, dar şi *din cauza rezistenţei sporite a arcului electric întins.*

În figura 8.155 se indică schiţa principală a unui element, pentru tensiunea de 6 kV, a unui descărcător ASEA cu suflaj magnetic al arcului, care realizează deziderатul menţionat. Fiecare element cuprinde :

— eclatoare *1*, cu ajutorul cărora se lungeşte arcul electric al curentului de însoţire ;

— bobinele *2*, cu ajutorul cărora se produce cîmpul magnetic necesar suflajului magnetic ;

— rezistenţele de şuntare *3*, conectate în paralel pe bobinele de suflaj, în scopul limitării curentului care trece prin înfăşurarea bobinei ;

— discul *4*, cu rezistenţă neliniară ;

— rezistenţa *5*, necesară repartiţiei uniforme a cîmpului electric pe toate elementele descărcătorului.

În figura 8.156, *a* se indică etapa iniţială a funcţionării descărcătorului în care curentul de impuls este condus la pămînt prin rezistenţele de şuntare *3*, întrucît bobinele *2* prezintă o impedanţă mare la unda 10/20 μs. Eclatoarele *1* sînt compuse din două elemente sub formă de discuri izolante 1 *a* şi 1 *b*, discul inferior avînd un electrod, iar discul superior un alt electrod al unui eclator.

În figura 8.156, *b* se prezintă etapa trecerii curentului de însoţire, după trecerea curentului de impuls. Curentul de însoţire parcurge bobinele *2*, care produc cîmpul magnetic necesar lungirii arcului electric în fanta formată de discurile izolante 1 *a* şi 1 *b*. Grosimea fantei este din ce în ce mai mică pe măsură ce arcul electric se lungeşte, determinîndu-se astfel atît mărirea rezistenţei arcului electric cît şi răcirea intensă pînă la stingerea lui.

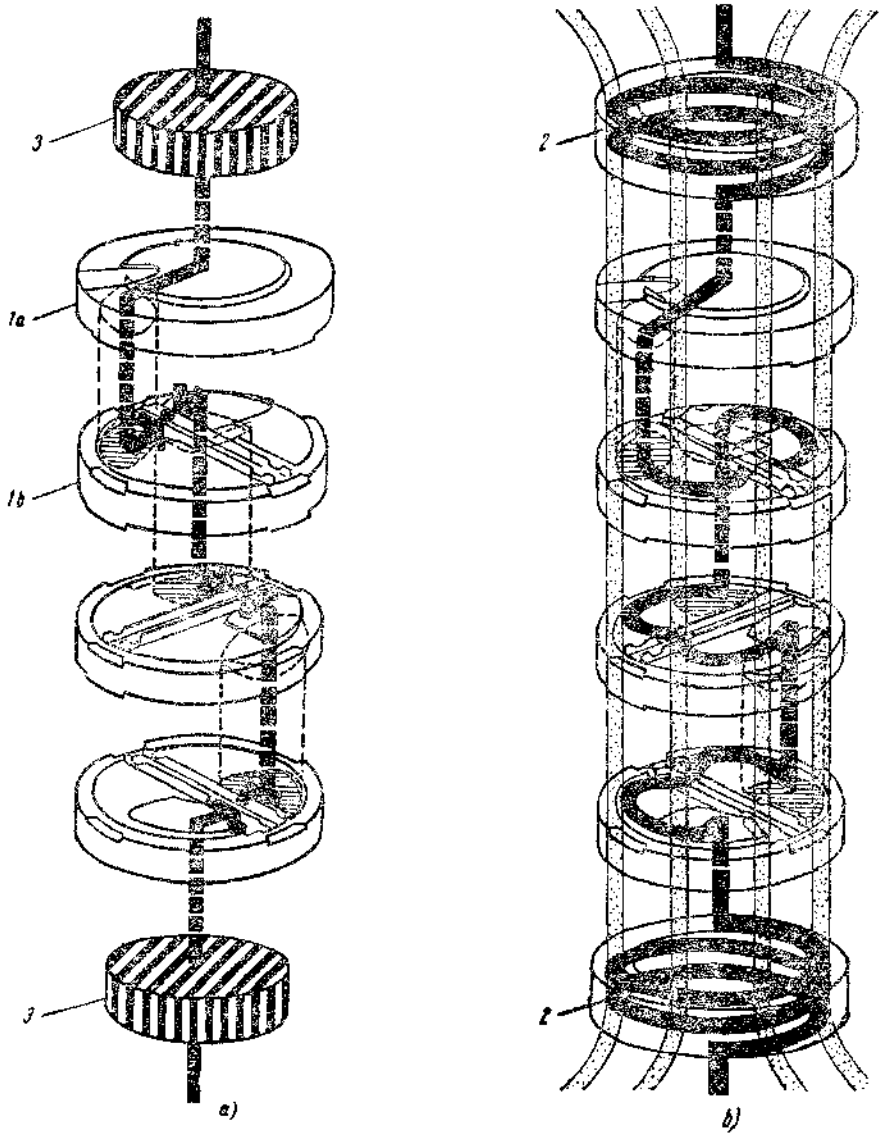


Fig. 8.156. Funcționarea descărcătorului cu suflaj magnetic ASEA.

Caracteristicile tehnice ale descărcătorului ASEA cu suflaj magnetic în funcție de tensiunea de stingere U_s sînt:

— Tensiunea de amorsare la 50 Hz și la supratensiuni de comutație 1,6 U_s.

— Tensiunea de amorsare la impuls 50% la unda 1/50 2,25 U_s ($\pm 10\%$).

— Tensiunea de amorsare pe frontul undei după CEI $3{,}0\hat{U}_s(\pm 10\%)$.

— Tensiunea reziduală la unda 10/20 de 5 kA max 2,4 $\hat{U}$.

— Tensiunea reziduală la unda 10/20 de 10 kA max 2,6 $\hat{U}_s$.

Stabilitatea termică a aceluiași descărcător este prevăzută prin parametrii:

— 2 impulsuri de 100 kA cu unda 5/10 μs.

— 20 unde rectangulare de 800 A, cu o durată de 2 000 μs.

Observație. În rețelele electrice de curent continuu, cum sînt cele de tracțiune electrică de 800 V; 1 500 V; 3 000 V se utilizează descărcătoare cu rezistența variabilă și suflaj magnetic. În adevăr, în cazul curentului continuu întreruperea curentului de însoțire este posibilă numai prin lungirea și răcirea arcului electric, spre deosebire de situația din curentul alternativ, unde trecerea naturală a curentului prin zero favorizează stingerea arcului electric.

Montaj. Descărcătoarele cu rezistență variabilă se montează, între linie și pămînt, pe fiecare fază la intrarea în posturile și stațiile de transformare.

Descărcătoarele de joasă tensiune (0,5—1 kV) au o singură rezistență neliniară și un singur eclator înglobate în rășină de turnare. Din cauza masei reduse aceste descărcătoare se suspendă direct de linia aeriană.

8.8. CALCULUL PRELIMINAR AL UNUI SEPARATOR DE MEDIE TENSIUNE

Se cere să se calculeze un separator de tip interior cu următoarele caracteristici:

Tensiunea nominală	$U_n=10$ kV;
Curentul nominal	$I_n=400$ A;
Stabilitatea termică la 1 s	$I_t=15$ kA_{ef};
Stabilitatea dinamică	$I_d=38$ kA_{max}.

Determinarea dimensiunilor principale ale separatorului rezultă din condițiile asigurării izolației în pozițiile închis și deschis. Din STAS 1562-62 pentru tensiunea nominală 10 kV și tensiunea de exploatare cea mai ridicată 12 kV se stabilesc tensiunile de încercare după cum urmează:

— tensiunea de ținere la 50 Hz între contactele aceluiași pol $U_1=45$ kV;

— tensiunea de ținere a 50 Hz între faze și un pol față de pămînt $U_2=35$ kV;

— tensiunea de ținere la impuls 1,2/50 între contactele aceluiași pol $U_3=85$ kV;

— tensiunea de ținere la impuls între faze și un pol față de pămînt $U_4=75$ kV.

În tabela 8.19 se schițează calculul preliminar al separatorului pentru modelul constructiv din figura 8.87.

Calculul preliminar al unui separator de 10 kV; 400 A

Nr. crt.	Metoda de calcul
1	*Izolația aparatului* *Distanța în aer, în poziția deschis, între cuțit și contactul fix*, se calculează cu ajutorul tabelei 8.16 la 50 Hz $a_1=\frac{k_s\sqrt{2}\,U_1-19{,}8}{4{,}45}$, la impuls $a_3=\frac{k_s\,U_3-45}{5{,}7}$. *Distanța în aer între polii aparatului* la 50 Hz $a_2=\frac{k_s\sqrt{2}\,U_2-19{,}8}{4{,}45}$ la impuls $a_4=\frac{k_s\,U_4-45}{5{,}7}$. *Lungimea liniei de conturare pe izolatorul suport* la 50 Hz $a_2'=\frac{k_s\,U_2-20}{3{,}35}$, la impuls $a_4'=\frac{k_s\,U_4-60}{5{,}2}$.
2	*Calea de curent* Secțiunea transversală a bornei are aria $A_B=\frac{I_n}{J}$. Contactul mobil este format din două cuțite Secțiunea transversală a unui cuțit are aria $A_c=(1{,}25)\frac{I_n}{2J}$
3	*Forța de apărare în contact* Contactul este din cupru argintat. Se admite inițial o forță specifică $F_0=(15\text{—}25)$ gf/A și apoi se efectuează calcule de verificare. Forța de apăsare a unui loc de contact este $F_1=F_0\frac{I_n}{2}$

TABELÁ 8.19

Rezultatul
$a_1=\frac{1,2\sqrt{2}\cdot 45-19,8}{4,45}=12,6$ cm $a_3=\frac{1,2\cdot 85-45}{5,7}=10$ cm $a_2=\frac{1,2\sqrt{2}\cdot 35-19,8}{4,45}=8,85$ cm $a_4=\frac{1,2\cdot 75-45}{5,7}=7,9$ cm $a_2'=\frac{1,2\cdot 35-20}{3,35}=6,6$ cm $a_4'=\frac{1,2\cdot 75-60}{5,2}=5,75$ cm
$A_B=\frac{400}{2}=200$ mm² $A_B=5\times 40$ mm² $A_c=1,25\frac{400}{2\cdot 2}=125$ mm² $A_c=5\times 25$ mm²
$F_1=0,020\frac{400}{2}=4$ kgf, dar se ia $F_1\approx 14$ kgf din condiția de nelipire a contactelor

Nr. crt.	Metoda de calcul
4	*Verificarea la încălzire a căii de curent* Încălzirea bornei, cu relația (3.46), la trecerea curentului nominal, cu $\alpha_R\ \theta_{0\,max} \approx 0$ $$\theta_{max\ B}=\frac{\rho\ J^2\ A_B}{\alpha\ l_p}.$$ Din tabela 3.6 $\alpha=(6-9{,}1)\frac{W}{m^2\ °C}$ $\delta_{75}=2{,}29\cdot10^{-6}\ \Omega$ cm. Încălzirea unui cuțit, cu relația (3.46), la trecerea curentului nominal $$\theta_{max\ c}=\frac{\rho\ J^2\ A_c}{\alpha l_p}.$$ Încălzirea bornei la curentul limită termic se verifică cu relația (3.86) $$J_{tB}<\sqrt{\frac{c_{01}}{k_a\ \alpha_R\ \rho_0 t}\ \ln\frac{1+\alpha_R(\theta_2+\theta_{sc})}{1+\alpha_R\theta_2}}.$$ Încălzirea cuțitului la curentul limită termic se verifică cu relația (3.86) $$J_{tc}=\sqrt{\frac{c_{01}}{k_a\alpha_R\rho_0 t}\ ln\ \frac{1+\alpha_R(\theta_2+\theta_{sc})}{1+\alpha_R\ \theta_2}}.$$
5	*Forțe electrodinamice* *Forța electrodinamică exercitată între cele două cuțite ale unui pol* se calculează cu relația (4.44) $$F_{dc}=2\left(\frac{I_d}{2}\right)^2\frac{l}{a}\varphi(f)\ 10^{-7}\ \text{N}$$ cu $l\approx230$ mm; $a=45$ m; din fig. 2.12 $\varphi\ (f)=1{,}08$. Forța electrodinamică între doi poli (două faze) se calculează cu relația (4.66 *a*) cu $C_2=0{,}5\ C_1$. Forța este maximă și de respingere pentru conductorul din margine $$F_{dpr}=1{,}615\ C_1\ I^2=1{,}615\cdot2\frac{l}{a}I^2$$ cu $l=255$ mm; $a=250$ mm. S-a considerat că celelalte două conductoare sînt foarte lungi pentru a se lua în considerare și efectul legăturilor la separator.

TABELA 8 19 (continuare)

Rezultatul

$$\theta_{max\ B}=\frac{2{,}29\cdot10^{-6}\cdot200^2\cdot2}{8\cdot10^{-6}\cdot9}=25{,}4°C.$$

$$\theta_{2B}=35°C+25{,}4°C=60{,}4°C$$

$$\theta_{max\ C}=\frac{2{,}29\cdot10^{-6}\cdot200^2\cdot1{,}25}{8\cdot10^{-4}\cdot6}=23{,}9°C$$

$$\theta_{2C}=35°C+23{,}9°C=58{,}9°C$$

$$J_{tB}<\sqrt{\frac{3{,}76}{1\cdot4{,}39\cdot10^{-3}\cdot1{,}59\cdot10^{-6}\cdot1}\ln\frac{1+4{,}39\cdot10^{-3}(60{,}4+139{,}6)}{1+4{,}39\cdot10^{-3}\cdot60{,}4}}$$

$$J_{tB}=\frac{15\cdot10^3}{2}=7{,}5\cdot10^3\ \frac{A}{cm^2}<14{,}5\cdot10^3\frac{A}{cm^2}$$

$$J_{tC}=\sqrt{\frac{3{,}76}{1\cdot4{,}39\cdot10^{-3}\cdot1{,}59\cdot10^{-6}\cdot1}\ln\frac{1+4{,}39\cdot10^{-3}(58{,}9+141{,}1)}{1+4{,}39\cdot10^{-3}\cdot58{,}9}}$$

$$J_{tC}=7{,}5\cdot10^3\frac{A}{cm^2}<14{,}65\cdot10^3\ \frac{A}{cm^2}$$

$$F_{dC}=2\cdot19^2\cdot10^6\frac{0{,}23}{0{,}045}\cdot0{,}96\cdot10^{-7}=398\ N=40{,}5\ kgf$$

$$\frac{b}{h}=\frac{35}{5}=5;\quad\frac{a-b}{a+h}=\frac{45-5}{5+25}=1{,}33.$$

$$F_{dpr}=1{,}615\cdot2\frac{0{,}255}{0{,}250}\left(\frac{38\,000}{\sqrt{2}}\right)^2\cdot10^{-7}=245\ N=25\ kgf$$

Nr. crt.	Metoda de calcul
6	*Contactul* Se consideră că fiecare cuțit formează cu elementul fix al bornei un contact plan. Rezistența de contact se calculează cu relația (7.18) în prezența curentului limită dinamic $R=cF^{-m}$ cu $F\approx F_1+\frac{F_{dc}}{2}-\frac{F_{dpr}}{4}$, relație aproximativă, deoarece F_{dc} și F_{dpr} sînt valori maxime ale unor vectori defazați în timp $c=70\cdot10^{-6}$; $m=1$. *Numărul punctelor de contact* la regimul curentului limită dinamic se calculează cu relația (7.19), pentru un loc (din cele patru) de contact $n=\frac{\rho^2\pi\xi H}{4c^2}F^{2m-1}$ cu $\rho=1{,}75\cdot10^{-6}\Omega$ cm, $\xi=0{,}5$; $H=4\,500$ kgf/cm^2. Raza unui cerc de contact $a=\sqrt{\frac{F}{n\pi\xi H}}$. Forța de repulsie în contact se calculează cu relația (7.63) $nF_y=n.1{,}02\left(\frac{I_d}{2n}\right)^2\ln\frac{C}{a}10^{-8}$ kgf cu $C\approx\sqrt{\frac{A}{n\pi}}$. *Rezistența unui loc (din cele patru) de contact* la trecerea curentului nominal este $R_n=cF^{-m}$. Căderea de tensiune în regim nominal pe un loc de contact este $U=R\frac{I_n}{2}$. *Încălzirea contactului în regim nominal* se calculează cu relația (7.30) $T_0=\sqrt{\frac{U^2}{4L}-T_0^2}$ cu $T_0=273^\circ+\theta_{max\ E}$

TABELA 8.19 (continuare)

Rezultatul

$$R=70\cdot10^{-6}\cdot\frac{1}{11,75}=5\cdot95\cdot10^{-6}\Omega$$

$$F\approx14+\frac{40,5}{2}-\frac{25}{4}=28\ \text{kgf}$$

$$n=\frac{1,75^2\cdot10^{-12}\cdot0,5\cdot4\,500}{4\cdot70^2\cdot10^{-12}}\cdot28\approx31$$

$$a=\sqrt{\frac{28}{31\cdot\pi\cdot0,5\cdot4\,500}}=1,095\cdot10^{-2}\text{cm}\approx0,11\ \text{mm}$$

$$nF_y=31\cdot1,02\frac{38^2\cdot10^6}{4\cdot13^2}\ln\frac{1,13}{0,11}\cdot10^{-8}=0,295\ \text{kgf},\ \text{deci neglijabil}$$

$$C=\sqrt{\frac{25\cdot5}{31\cdot\pi}}=1,13\ \text{mm}$$

$$R=70\cdot10^{-6}\cdot\frac{1}{14}=5\cdot10^{-2}\ \Omega$$

$$U=5\cdot10^{-6}\cdot200=1\cdot10^{-3}\text{V}$$

$$T_0=\sqrt{\frac{1\cdot10^{-6}}{4\cdot2,4\cdot10^{-8}}}+333,4^2\approx334^\circ\text{K}$$

$$T_0=273+60,4=333,4^\circ\text{K}$$

Nr. crt.	Metoda de calcul

Încălzirea contactului este $T_\theta - T_0$.

Verificarea contactului la lipire. Această verificare se face la curentul limită dinamic, utilizîndu-se relația (7.47) pentru o semiperioadă și pentru un punct de contact.

Numărul n al punctelor de contact se calculează ținînd seama de rezistivitatea și duritatea cuprului în vecinătatea temperaturii de topire

$$n = \frac{[\rho_0 (1+\alpha_R \theta_{top})]^2 \pi \xi H F}{4c^2}$$

cu $\xi = 0{,}5$; $\rho_0 = 1{,}59 \cdot 10^{-6} \Omega$cm ; $H = 250$ kgf/cm^2
$\theta_{top} = 1\,083°$ C.

Raza cercului (elipsoidului turtit) de contact rezultă

$$a = \sqrt{\frac{F}{n \pi \xi H}}.$$

Valoarea de vîrf a curentului printr-un punct de contact

$$\frac{I_d}{n} \leq \sqrt{\frac{8\pi^2 (0{,}637\ a)^4 \cdot c_{01}}{\alpha_R \rho_0 t} \ln \frac{1+\alpha_R (\theta_{2B} + \theta_{1\ top})}{1+\alpha_R \theta_{2B}}}$$

0,637 a reprezintă raza sferei la un contact sferic cu rezistența egală cu a contactului elipsoid turtit.

Observații: Pe baza dimensiunilor stabilite la punctul 1 se alege izolatorul suport standardizat. Aceasta se verifică la efortul de tracțiune datorit forței totale. Resoartele se dimensionează pentru a realiza pe un loc de contact forța de 14 kgf. Momentul de acționare se determină pe baza cinematicii separatorului și ținîndu-se seama de forțele de frecare în contacte.

TABELA 3.19 (continuare)

Rezultatul

$T\theta - T_0 \approx 0{,}6°K$, deci neglijabil.

$$n = \frac{1{,}59 \cdot 10^{-5}(1 + 4{,}39 \cdot 10^{-8} \cdot 1083)\pi \cdot 0{,}5 \cdot 250 \cdot 28}{4 \cdot 70^2 \cdot 10^{-12}} = 47$$

$$a = \sqrt{\frac{28}{47 \cdot \pi \cdot 0{,}50 \cdot 250}} = 3{,}9 \cdot 10^{-2} \text{ cm}$$

$$\frac{I_a}{n} < \sqrt{\frac{8\pi^2 \cdot 0{,}637^4 \cdot 3{,}9^4 \cdot 10^{-8} \cdot 3 \cdot 76}{4{,}39 \cdot 10^{-9} \cdot 1{,}59 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-2}} \ln \frac{1 + 4{,}39 \cdot 10^{-8} \cdot 1083}{1 + 4{,}39 \cdot 60{,}4}} = 1{,}57 \cdot 10^3 \text{A}$$

$$\frac{I_a}{n} = \frac{38 \cdot 10^3}{47} = 0{,}595 \cdot 10^3 \text{ A} < 1{,}57 \cdot 10^3 \text{ A}$$

9

APARATE ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE

În acest capitol vor fi studiate tipurile reprezentative de aparate de joasă tensiune şi anume:

— Contactorul, ca element frecvent în schemele electrice de acţionări şi automatizări în domeniul curenţilor tari.

— Întreruptorul de putere, ca aparat care îndeplineşte în acelaşi timp atît funcţia de comutaţie cît şi cea de protecţie.

— Declanşatoarele şi releele, ca organe sensibile la defecte care transmit comenzi mecanice sau electrice întreruptoarelor sau contactoarelor.

— Siguranţa fuzibilă de joasă tensiune, ca aparat de comutaţie de mare eficienţă economică;

— Echipamentele electrice, în a căror componenţă intră aparate de comutaţie şi mai ales contactoare.

Comutaţia statică, cu ajutorul dispozitivelor semiconductoare de putere, ocupă un rol important în tehnica curenţilor tari şi de aceea aspectele principale vor fi prezentate mai ales în ce priveşte echipamentele în care intervin, în afara comutaţiei, funcţii de reglaj şi funcţii logice.

Tensiunile nominale ale aparatelor electrice de joasă tensiune corespund tensiunilor nominale ale reţelelor electrice şi sînt: 110; 220; 380; 500; 660 V pentru instalaţii de iluminat şi forţă în curent alternativ;

110; 220; 750; 1 000 V pentru instalaţii de iluminat şi forţă de curent continuu. În tracţiunea electrică de curent continuu se utilizează şi aparate cu tensiune de 3 000 V, adică de tensiune medie, dar a căror construcţie este similară celor de joasă tensiune. Pentru scopuri de protecţia muncii în unele instalaţii se folosesc aparate cu tensiuni nominale reduse de 12, 24, 48 V.

9.1 CONTACTORUL

Contactorul este definit ca fiind un aparat de comutaţie cu o singură poziţie de repaus, acţionat în alt mod decît manual, capabil a închide, a suporta şi a întrerupe curenţi în condiţii normale ale circuitului, inclusiv curenţii de serviciu şi de suprasarcină. Contactorul poate fi construit cu contactele normal

închise sau normal deschise. În acest ultim caz aparatul se mai numeşte şi ruptor. Contactorul este destinat a suporta un număr mare de manevre (de ordinul $10^6...10^7$) şi constituie aparatul principal în schemele electrice de automatizare de curenţi tari.

Contactul normal deschis este contactul care se află deschis cînd aparatul se află în poziţie de repaus, adică cu bobina neexcitată la contactoare sau maneta în poziţie deschis la întreruptoare.

Contactul normal închis este acel contact care se află închis cînd aparatul se află în poziţie de repaus şi deci, în cazul contactorului, cînd bobina nu este excitată.

9.1.1. Construcţia şi cinematica contactorului

Principalele elemente ale contactorului sînt:

— *Organul motor.* Acesta asigură deplasarea elementelor mobile de contact, determinînd stabilirea contactului, prin atingerea elementelor fixe de contact: Organul motor poate fi constituit dintr-un electromagnet (la contactoarele electromagnetice), dintr-un piston acţionat cu aer comprimat (la contactoarele pneumatice) sau dintr-un ax motor prevăzut cu came (la contactoarele mecanice).

— *Polii principali.* În componenţa acestora intră bornele de intrare şi ieşire, contactele, puntea conductoare care asigură continuitatea circuitului principal, contactele şi camera de stingere. Numărul de poli principali este de trei în cazul cînd conductorul este utilizat în instalaţii de curent alternativ şi de doi în cazul utilizării în instalaţiile de curent continuu.

— *Polii auxiliari.* Sub această denumire se înţeleg contactele auxiliare, care servesc la menţinerea sub tensiune a bobinei electromagnetului, semnalizare sau blocare de instalaţii de acţionări electrice automatizate.

— *Releele de protecţie.* Dacă un conductor este utilizat şi ca aparat de protecţie el se echipează cu relee de protecţie. În mod normal releul de protecţie este de tip bimetal şi serveşte la protecţia împotriva suprasarcinii în circuitele electrice care alimentează motoare asincrone. Sub acţiunea suprasarcinii releul întrerupe un contact aşezat în serie cu bobina contactorului.

— *Carcasa aparatului.* Aceasta este formată din piese izolante şi metalice care asigură izolarea, ghidajul pieselor în mişcare, fixarea aparatului în poziţia de funcţionare.

Cinematica contactorului este relativ simplă, dar se observă o tendinţă de a deveni complexă în scopul măririi rezistenţei la uzură şi a realizării unui bun acord între forţa dezvoltată de electromagnet şi forţele rezistente. Din punctul de vedere al cinematicii se disting tipurile de contactoare:

— cu mişcare de translaţie simplă a armăturii;

— cu mişcare de translaţie combinată a armăturii şi viteză redusă la închidere;

— cu mişcare de rotaţie a armăturii.

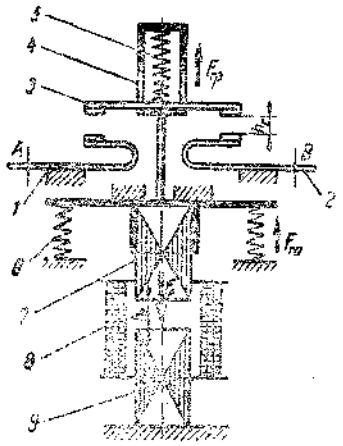


Fig. 9.1 Contactorul cu mișcare de translație simplă.

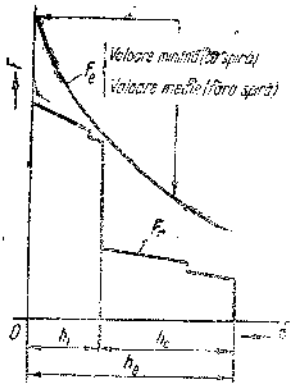


Fig. 9.2 Forțe dezvoltate de contactorul din fig. 9.1.

Contactorul cu mișcare de translație simplă. În figura 9.1 s-a figurat schematic un asemenea contactor. Polul contactorului este reprezentat prin conductoarele *1*, *2* pe care sînt fixate contactele fixe, bornele *A*, *B* și puntea *3* pe care sînt fixate contactele mobile. Organul motor este constituit de un electromagnet cu armătura mobilă *7*, armătura fixă *9* și bobina *8* și dezvoltă forța F_e. Resortul *6* asigură forța antagonistă F_r necesară menținerii în poziție de repaos a contactorului, în absența excitației bobinei. În caseta *4* se află precomprimat resortul *5*, care asigură presiunea necesară pe contacte în poziția închis a contactorului. Cursa electromagnetului este h_e, iar a contactului h_c. În mod evident $h_e > h_c$, deoarece după atingerea contactelor resortul *5* continuă să se comprime pînă cînd electromagnetul ajunge la întrefier minim.

În figura 9.2, s-au reprezentat, în funcție de cursa δ, forțele : dezvoltată de electromagnet F_e și rezistență F_r.

Dacă se notează cu h_c cursa contactelor mobile și cu h_i cursa electromagnetului cu contactele închise, rezultă că $h_e = h_c + h_i$. La închiderea contactorului, deci cînd δ diminuează, alura crescătoare a curbei F_r pe intervalul h_c se datorează comprimării resortului antagonist, iar saltul brusc al acestei caracteristici după parcurgerea cursei h_c se datorează atingerii contactelor și deci apariției forței F_{rp} a resortului *5* precomprimat. Parcurgerea cursei h_i către valoarea zero a cursei este caracterizată de creșterea forței rezistente F_r, ca urmare a comprimării în continuare a resoartelor *6* și *5* din figura 9.1. Variațiile mici ale forței rezistente către începutul și terminarea cursei electromagnetului se datorează contactelor auxiliare normal închise, respectiv normal deschise.

Contactoarele cu mișcare de translație se utilizează pentru instalații de curent alternativ cu tensiuni nominale pînă la 550 V și curenți nominali pînă la 30 — 60 A. Construcția simplă se pretează la o producție de mare serie. Deoarece masele în mișcare sînt relativ mici, pentru valorile menționate ale

curenților nominali, uzura în funcționare a contactorului se menține redusă. Întreruperea arcului electric în două puncte facilitează stingerea acestuia, astfel că la valori ale curenților nominali de 6 — 10 A aparatul nu este prevăzut cu camere de stingere. Piesele componente ale acestui tip de contactor sînt, în marea lor majoritate, obținute prin stanțare și presare în matrițe, ceea ce conduce la o fabricație rentabilă în serie mare. Desenul de construcție al acestui tip de contactor este dat în figura 9.3.

Contactorul cu mișcare de translație combinată. Schița unui asemenea contactor este indicată în figura 9.4, *a*. Un pol al aparatului este reprezentat prin conductoarele *1*, *2* pe care sînt plasate contactele fixe și bornele aparatului *A*, *B*. Pe puntea conductoare *3* sînt plasate contactele mobile. În casca *4* se află resortul pretensionat *5*. Electromagnetul de acționare este figurat prin armătura mobilă *7*, bobina *8* și armătura fixă *9*. Transmiterea mișcării de la armătura mobilă *7* la puntea *3* cu contactele mobile se realizează prin sistemul de pîrghii *12*, *11*, *10*. Resortul precomprimat *6* asigură forța F_r, necesară menținerii contactorului deschis.

Urmărind figura 9.4, *b* se determină principalele caracteristici cinematice ale acestui tip de contactor. Dacă se face abstracție de frecări se scrie egalitatea de momente

$$F_e l_1 \cos\alpha = F_1 l_2 \cos\alpha, \tag{9.1}$$

unde F_1 este forța care acționează în direcția pîrghiei *10*, iar F_e este forța dezvoltată de electromagnet.

În poziția închis $\alpha \approx 0$ iar constructiv $l_1 = 2\ l_2$; din relația (9.1) se scoate

$$F_1 \approx 2\ F_e. \tag{9.2}$$

Din relația (9.2) rezultă că forța care acționează asupra pîrghiei *10*, solidară cu contactele mobile, este aproximativ de două ori mai mare decît forța dezvoltată de electromagnet. Din cauza raportului $l_1/l_2 = 2$ rezultă că și viteza contactelor mobile v_c este aproximativ egală cu jumătate din viteza de deplasare a armăturii mobile a electromagnetului, adică

$$v_c \approx \frac{1}{2} v_e. \tag{9.3}$$

Acesta este unul din rezultatele favorabile obținute prin adoptarea cinematicii din figura 9.4, *a* și *b*. În adevăr, energia cinetică a maselor în mișcare $\left(\frac{1}{2} m v_c^2\right)$ se reduce aproximativ la un sfert din aceeași energie în situația contactorului cu mișcare simplă de translație, schițat în figura 9.1. Alt rezultat favorabil se obține prin realizarea unui acord mai bun între forța rezistentă F_{r1} și forța F_1, ca în figura 9.4, *c*. Se observă astfel că forța F_{r1} scade odată cu diminuarea cursei h_t a tijei *10*, ceea ce se explică în figura 9.4, *b* prin faptul că valoarea componentei F_{r1} după direcția tijei *10* se micșorează odată cu închiderea contactorului. Lipsa excesului de energie la închiderea contactorului are, în cele din urmă, drept rezultat mărirea duratei de viață a contactorului.

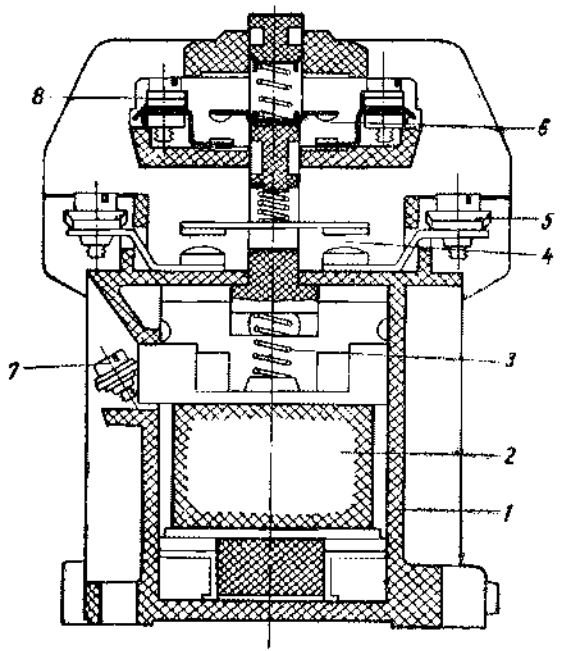


Fig. 9.3. Desen de construcție:
1 — carcasă; 2 — bobină; 3 — resort antagonist; 4 — contact principal; 5 — bobina contactului principal; 6 — contact auxiliar; 7 — borna bobinei; 8 — borna contactului auxiliar.

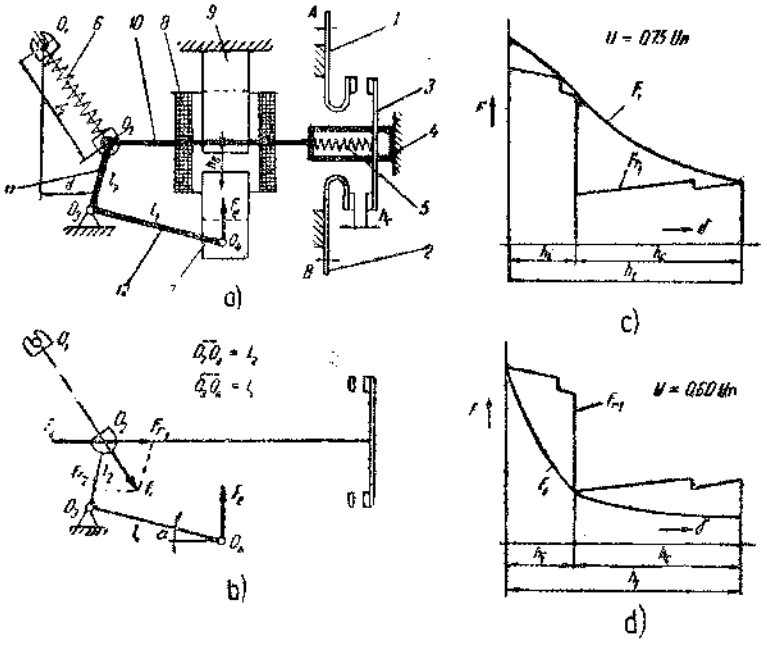


Fig. 9.4 Contactor cu mișcare de translație combinată:
a — schița; b — cinematica; c — forțe la 0,75 U_n; d — forțe la 0,60 U_n.

După cum se arată în figura 9.4, *c* la alimentarea bobinei contactorului cu o tensiune $U=0{,}75\ U_n$ contactorul mai poate fi închis. Dacă tensiunea de alimentare a bobinei scade la $U=0{,}60\ U_n$ contactorul nu mai poate rămîne închis, după cum se arată în figura 9.4, *c* unde forța F_1 rămîne inferioară forței rezistente pentru orice poziție a cursei h_t. Din figura 9.4, *a* și *b* se mai constată că direcția de deplasare a contactelor este perpendiculară pe direcția de deplasare a electromagnetului și ca urmare vibrațiile electromagnetului nu se vor transmite contactelor.

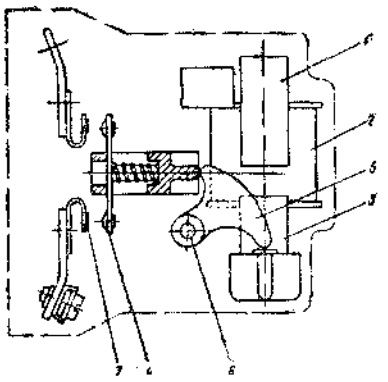


Fig. 9.5 Variantă a contactorului cu mișcare de translație combinată.

O variantă a contactorului cu viteză redusă la închidere este indicată în figura 9.5, unde electromagnetul este reprezentat prin armătura fixă *1* bobina *2* și armătura mobilă *3*, contactul fix *7*. Transmisia mișcării de la electromagnet la puntea cu contacte *4* se realizează prin intermediul piesei curbe *5*, care oscilează în jurul axului *6*.

În figura 9.6 se dau desene de construcție pentru un contactor cu viteza redusă la închidere, construit de Întreprinderea Electroaparataj, cu reperele din figura 9.4, *a*.

Contactorul cu mișcare de rotație. Desenul de principiu al unui asemenea contactor este indicat în figura 9.7. Electromagnetul de acționare este reprezentat prin armătura fixă *3*, bobina *4* și armătura mobilă *5* care execută o mișcare de rotație în jurul axului *O*. Momentul activ M_e este dat de forța de atragere a electromagnetului F_e, iar momentul rezistent este dat de forța rezistentă F_r a resortului *6*, de forța rezistentă a resortului preîntins *7*, de forțele rezistente ale resoartelor contactelor auxiliare. Calea de curent este constituită de barele *1*, *2* pe care sînt aplicate contactele și tresa flexibilă *8* care face legătura între piesa *2* și borna *B*. Resortul preîntins *7* și piesele *2* și *8* sînt așezate într-o casetă *9* izolantă fixată pe axul *O*. Diagramele momentelor activ M_e și rezistent M_r sînt date în figura 9.8 în funcție de unghiul de rotație θ.

Contactorul cu mișcare de rotație este utilizat mai ales în circuite de curent continuu și uneori în circuite de curent alternativ de curenți foarte intenși (1000—2000 A). În adevăr, la acest tip de contactor întreruperea este simplă, iar stingerea arcului electric are loc în camere de stingere de tip deion în timp ce întreruperea la contactoarele cu mișcare de translație este dublă, iar stingerea arcului se bazează pe efectul de electrod. Contactorul de curent continuu este prevăzut și cu dispozitiv de suflaj magnetic pentru a introduce arcul electric în camera de stingere.

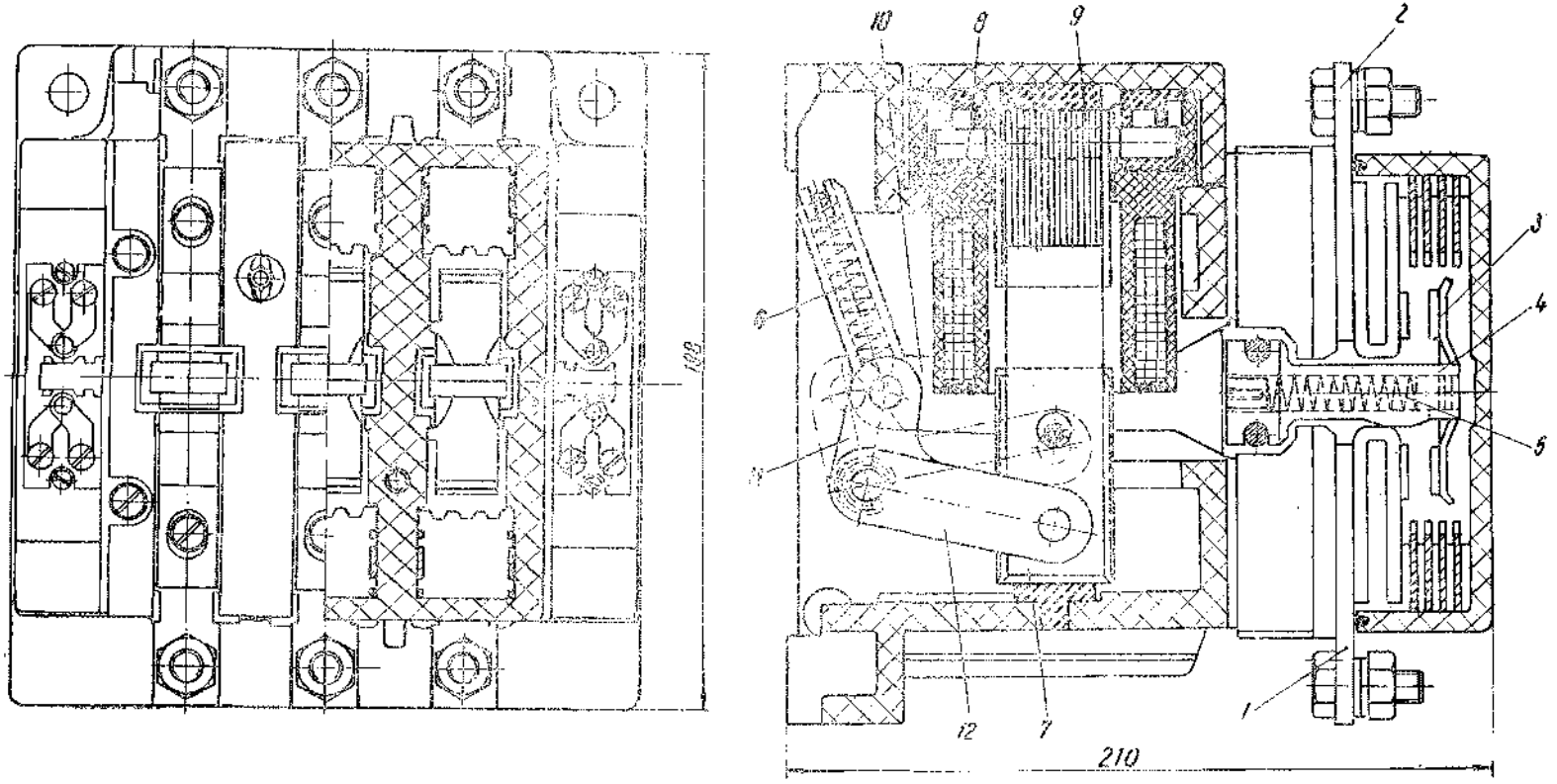


Fig 9.6 Desen de construcție a contactorului cu mișcare de translație combinată.

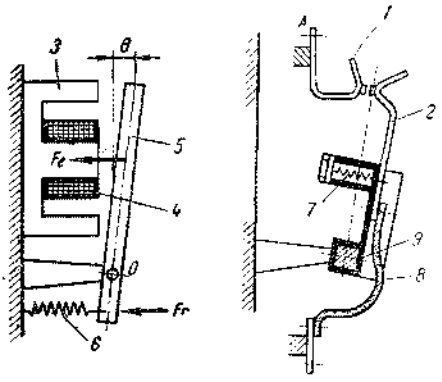


Fig. 9.7 Contactor cu mișcare de rotație.

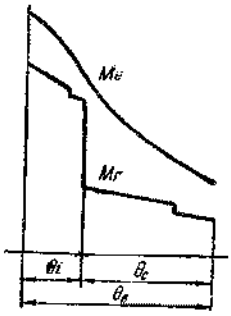


Fig. 9.8 Diagrama momentelor la contactorul cu mișcare de rotație.

Întreruperea simplă prezintă avantajul de a necesita o forță de apăsare în contacte de două ori mai mică decît necesită întreruperea dublă. De aci rezultă forțe rezistente și deci și forțe active aproximativ de două ori mai mici decît în cazul contactoarelor cu mișcare de translație. Acest avantaj nu este net la intensități reduse (10—50 A) ale curentului unde tehnologia de fabricație a contactorului cu mișcare de translație este mai simplă.

9.1.2. Acționarea contactorului; contactorul cu relee

Contactorul electromagnetic poate fi acționat cu electromagnet de curent alternativ sau cu electromagnet de curent continuu. În acest ultim caz sursa de curent continuu poate fi un redresor, care face parte din echipamentul contactorului.

În figura 9.9 se prezintă schema electrică de acționare a contactorului cu ajutorul butoanelor de comandă *I* (închis); *O* (deschis). Excitația bobinei *B* se face în curent alternativ. Menținerea excitației după acționarea butonului de închidere *I* se realizează cu ajutorul contactului de reținere *4*. Pe căile de curent principale *1*, *2*, *3* se inserează releele de protecție R_t. La depășirea curentului reglat, după caracteristica de protecție a elementului bimetal, contactul 8 este deschis, iar bobina *B* se dezexcită; contactorul întrerupe curentul principal. Contactele auxiliare *5*, *6*, *7* servesc la semnalizare și blocaj în schemele de acționare.

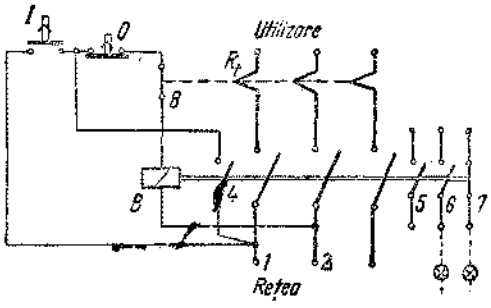


Fig. 9.9 Schema electrică de acționare a contactorului.

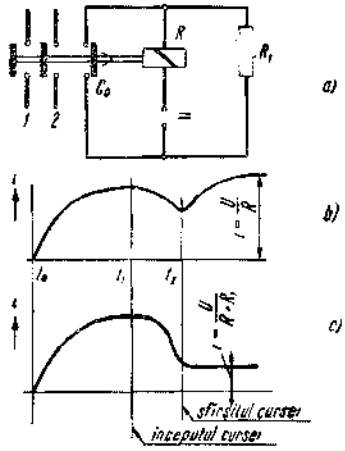


Fig. 9.10 Rezistențe economizoare la electromagnetul de curent continuu.

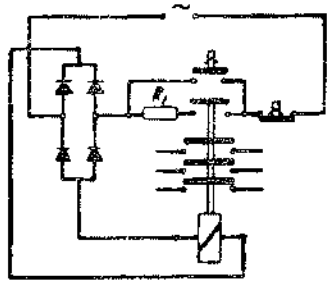


Fig. 9.11 Schema electrică de acționare cu redresor.

La acționarea cu electromagnet de curent continuu este posibil să se dimensioneze economic bobina electromagnetului. În adevăr, în poziția închis, electromagnetul lucrează în domeniul saturat, iar forța dezvoltată de electromagnet este mult superioară celei necesare asigurării presiunii pe contacte. În consecință, curentul poate fi diminuat, în poziția închis a electromagnetului, așa cum se indică în figura 9.10.

În schema *a*, prin deschiderea contactului auxiliar C_a se intercalează în serie cu bobina de rezistență R rezistența exterioară R_1. Rezultă un curent diminuat $i=U/(R+R_1)$, cum se arată în diagrama *c*, în loc de curentul $i=U/R$, cum se arată în diagrama *b*. Pe acest principiu se poate dimensiona bobina la un curent echivalent mai mic decît curentul $i=U/R$.

Alimentarea din rețeaua de curent alternativ cu redresor a dispozitivului motor (electromagnet) oferă avantajul reducerii curentului cu ajutorul rezistenței, ca în cazul acționării cu electromagnet de curent continuu.

În figura 9.11 se indică schema de principiu a acționării cu alimentare din rețeaua de curent alternativ și redresor. Butoanele de închidere și deschidere sînt plasate pe partea de curent alternativ. Valoarea medie a tensiunii redresate este

$$U_m=\frac{2}{\pi}U\sqrt{2}\cong 0{,}9\ \ U, \tag{9.4}$$

iar curentul mediu în bobină este

$$i_m=\frac{U_m}{R+R_1+R_2}=\frac{0{,}9\ U}{R+R_1+R_2}, \tag{9.5}$$

unde: U este tensiunea rețelei;
R — rezistența bobinei;
R_1 — rezistența adițională;
R_2 — rezistența directă a redresorului.

În relația (9.5) i_m este un curent mediu, determinat în circuit de tensiunea medie redresată.

Diagrama cursei în funcție de timp $x=f(t)$ a echipajului mobil al contactorului de curent continuu cu mișcare de translație, se poate determina cu oarecare aproximație dacă se cunosc diagramele statice ale forței F a electromagnetului și forței rezistente F_r, după cum se indică în figura 9.12, *a*.

Plecînd de la ecuația generală a mișcării

$$m\frac{dv}{dt}=F-F_r, \qquad (9.6)$$

se obține succesiv

$$m\int_0^v dv=\int_0^t (F-F_r)\,dt;$$

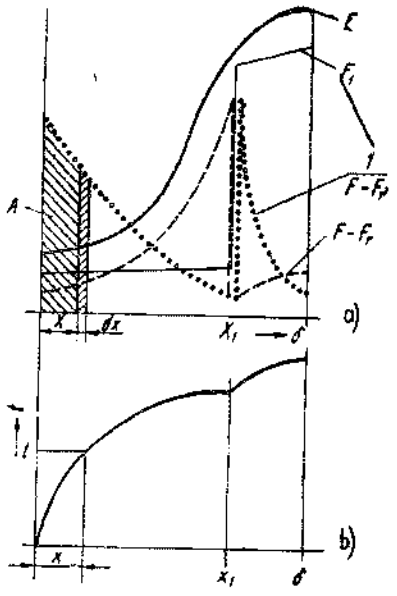


Fig. 9.12 Diagrama cursei în funcție de timp.

$$m\frac{dx}{dt}=(F-F_r)\,t;$$

$$\int_0^x \frac{m}{F-F_r}\,dx=\frac{1}{2}t^2;$$

$$t=\sqrt{2m\int_0^x \frac{dx}{F-F_r}}. \qquad (9.7)$$

Se observă că în ecuațiile (9.6) și (9.7) F, F_r și $F-F_r$ sînt funcții de cursa x a echipajului mobil. Pe baza acestei observații în diagrama din figura 9.12, *a* se construiesc succesiv curbele $F-F_r$, $\frac{1}{F-F_r}$ și se observă că aria haşurată este

$$A=\int_0^x \frac{dx}{F-F_r} \qquad (9.8)$$

și reprezintă valoarea integralei de sub radicalul expresiei (9.7). Fiecărei arii A îi corespunde o cursă x, iar acestei curse conform relației (9.7) îi corespunde

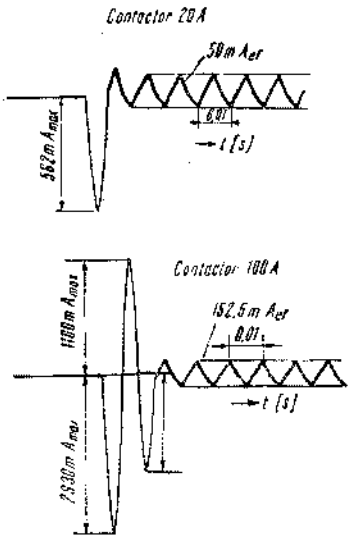
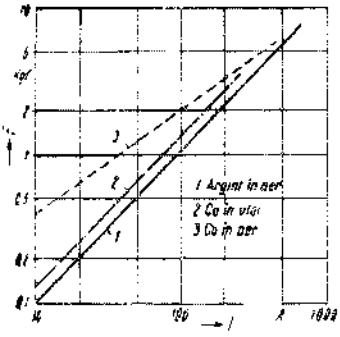


Fig. 9.13 Oscilogramele curenților în bobinele de acționare la contactoare de 20 A și 200 A.

Fig. 9.14 Forțe de apăsare în funcție de intensitatea curentului.



un timp. Rezultă astfel că este posibil să se traseze diagrama $x=f(t)$ ca în figura 9.12, *b*. Trebuie observat că la electromagnetul de curent continuu caracteristica $F=f(x)$ a electromagnetului diferă de cea dinamică, deoarece la deplasarea armăturii se produce reacția acesteia, care modifică curentul de excitație și deci forța de atracție. Dacă electromagnetul contactorului este de curent alternativ, ca forță F trebuie considerată forța medie a electromagnetului. Încercările experimentale efectuate arată că durata de atracție a armăturii mobile este cuprinsă între 1 pînă la 3 semiperioade pentru contactoare de curenți nominali cuprinși între 200 și 15 A. În figura 9.13 sînt reproduse oscilogramele curenților din bobinele de excitație a două contactoare de curent alternativ. Pe aceste oscilograme se poate măsura atît durata deplasării armăturii cît și valoarea curentului de pornire, în raport cu durata unei semiperioade.

9.1.3. Polii contactorului

Aria secțiunii transversale a căii de curent se determină în funcție de:

— Considerații constructive. La contactoarele de curent nominal redus (10—25 A) mărimea șuruburilor bornelor determină o secțiune minimă de conductor.

— Criterii de încălzire. La contactoare de curent nominal important (100 — 600 A) se acceptă bare normalizate, astfel încît densitatea de curent în regim nominal să fie de aproximativ 2 A/mm².

Chestiuni specifice proiectării polului contactorului sînt:

— realizarea unor contacte cu cădere de tensiune redusă, tendință redusă de lipire și rezistență mare la uzură;

— echiparea polului cu o cameră de stingere eficientă ;

— evaluarea forțelor electrodinamice și eventuala lor compensare.

Contactele contactorului. Acestea sînt realizate din argint pur placat sau plăcuțe nituite. Încercări recente arată că energia arcului electric la deconectare este mai redusă dacă se folosesc contacte din oxid de cadmiu (90% Ag și 10% CdO). În medie energia arcului electric între contactele de oxid de cadmiu este de trei ori mai mică decît energia corespunzătoare între contactele din argint pur.

Forța de apăsare pe contact trebuie să fie suficientă pentru ca la curenții nominali căderile de tensiune să rămînă în limite acceptabile. Astfel practica curentă indică valori *minimale* ale forței de apăsare la contactele de argint de durată de 10 gf/A, ceea ce corespunde unei căderi de tensiune de 20 mV și la o încălzire de circa 40°C. La valori ale curenților cuprinse între 200 și 1 000 A forța de apăsare specifică se majorează de 1,05 pînă la două ori.

În figura 9.14 se indică după Franken, forța F minimală de apăsare în contact în funcție de curentul care trece prin contact. Rezistența electrică a contactului de argint poate fi calculată cu relația lui Höpp

$$R=cF^{-m}+d, \tag{9.9}$$

unde se consideră

$$F \text{ în kgf}; \quad c=0{,}2.10^{-3}\Omega \text{ kgf}^m$$

$$m=1; \quad d=5.10^{-6}\Omega.$$

La închiderea contactelor există o tendință de lipire, întrucît contactul se realizează inițial într-un număr redus de micropuncte, care se topesc și datorită creșterii rapide a curentului în circuit. Cu cît forța F de apăsare pe contact și energia cinetică a contactului mobil va fi mai mare cu atît tendința de lipire va fi mai mică pentru un curent dat. Valoarea instantanee maximă I_1, care este suportată de un contact de contactor, cu o ușoară vibrație este dată de Franken

$$I_1=2\,000\sqrt{W\,F}, \tag{9.10}$$

unde: I_1 este curentul valoarea maximă instantanee, în A;

F — forța de apăsare în contact, kgf;

W — energia cinetică de izbire, în kgf.cm, calculată ca suma între energia cinetică a pieselor mobile, înmagazinată din momentul atingerii contactelor pînă în momentul final și energia de comprimare a resoartelor de apăsare pe contacte.

Pentru contacte liniștite, prin care trec curenți intenși, ca de exemplu curentul de anclanșare a unui motor asincron sau curenți de scurtcircuit, este valabilă relația experimentală

$$I_1=2\,000\sqrt{F}, \tag{9.11}$$

cu notațiile cunoscute.

Camera de stingere. Pentru dimensionarea camerei de stingere se pleacă de la relaţia lui Ayrton simplificată (cînd valorile curentului i sînt mari):

$$u=\alpha+\gamma l, \tag{9.12}$$

unde $\alpha=14$ V la argint şi 21 V la cupru, iar γ gradientul cîmpului electric în arc este de circa 30 V/cm, dacă arcul arde liniştit în aer.

Relaţia (9.12) indică principalele căi posibile pentru a stinge arcul electric în contactoare şi anume:

— creşterea căderii de tensiune α, prin divizarea arcului electric între plăci metalice;

— creşterea gradientului γ prin răcirea arcului;

— creşterea lungimii l a arcului.

La camerele de stingere ale contactoarelor de curent continuu se foloseşte metoda creşterii gradientului arcului prin răcire în contact cu pereţi reci din material ceramic, conjugată cu metoda creşterii lungimii arcului electric cu ajutorul suflajului magnetic. Inducţia magnetică optimă la curentul nominal întrerupt este de 0,1 — 0,5 T. La inducţii mult prea mari se produce o ionizare suplimentară prin şoc, în coloana arcului, din cauza accelerării electronilor în cîmpul de inducţie magnetică al dispozitivului de suflaj, astfel încît arcul electric capătă o stabilitate mai mare şi se stinge la un gradient de valoare mai mare. Durata stingerii arcului electric depinde de constanta de timp a circuitului şi de construcţia camerei, după cum s-a arătat în capitolul 6. La camerele de stingere ale contactoarelor de curent alternativ se preferă folosirea efectului de electrod, adică dirijarea arcului în intervalele existente între plăci metalice. Introducerea arcului în camera de stingere se realizează prin efectul de buclă combinat cu efectul de nişe. Calculul numărului de intervale, necesar stingerii arcului electric de curent alternativ este tratat în capitolul 6.

Forţe electrodinamice. Acestea se manifestă în polii contactorului sub două aspecte:

Primul aspect este al *forţei electrodinamice datorite formei geometrice de* [illegible] a circuitului în contactor (mai ales la contactoarele cu întrerupere simplă).

În figura 9.15, *a* s-a reprezentat schematic o cale de curent a unui contactor. Forţa F la care e supusă piesa mobilă, care suportă contactul, după cum s-a arătat în paragraful 4.3.2. este

$$F=2\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\ln\frac{b(h+\sqrt{r^2+h^2})}{r(h+\sqrt{a^2+h^2})}. \tag{9.13}$$

Al doilea aspect este al *forţei de repulsie a contactelor* calculată cu relaţia

$$F=\frac{\mu_0 i^2}{4\pi}\ln\frac{r}{a}, \tag{9.14}$$

care s-a demonstrat în capitolul 7.2.8. Această forţă apare din cauza strictiunii liniilor de curent în locul contactului, după cum se arată în figura 9.15.

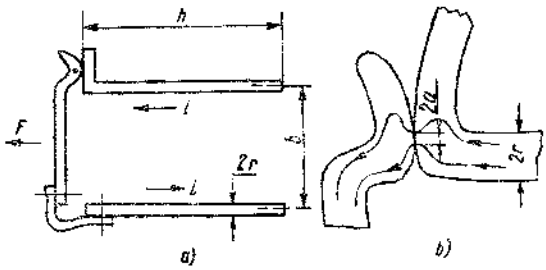
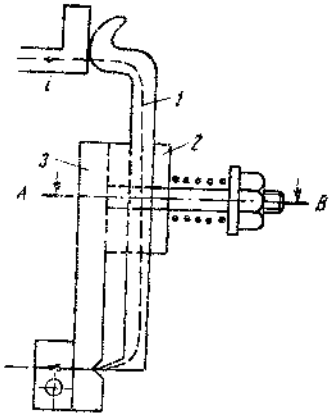


Fig. 9.15 Relativ la forţele exercitate asupra căilor de curent.



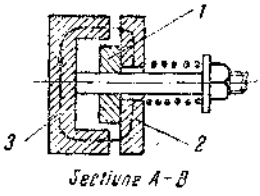


Fig. 9.16 Compensarea forţelor electrodinamice în calea de curent.

Compensarea forţei electrodinamice. La contactoarele care funcţionează în cadrul unui sistem de protecţie selectivă este necesar ca la trecerea unui curent de scurtcircuit prin contactor, acesta să nu se deschidă sub acţiunea forţei electrodinamice, dată de relaţiile (9.13) şi (9.14). În acest scop se utilizează un dispozitiv de compensare, ca în figura 9.16. Conductorul *1* care constituie suportul contactului mobil este solidar cu armătura feromagnetică *2*, care se află în faţa armăturii fixe *3*. La trecerea unui curent intens prin conductorul *1*, se stabileşte un flux magnetic care se închide prin aer şi prin piesele *2* şi *3*. Armătura *2* va fi atrasă şi odată cu aceasta şi suportul 1 al contactului mobil, care va fi apăsat asupra contactului din cauza forţei electrodinamice.

9.1.4. Clase de contactoare şi regimuri de funcţionare

Clasificarea contactoarelor se poate face după următoarele criterii:

— *Felul curentului şi natura sarcinii*: curent continuu sau alternativ, sarcină rezistivă, inductivă etc.

— *Clasa de uzură*, care comportă cunoaşterea *numărului n de manevre într-o oră şi durata relativă de conectare* $D_c = \frac{t}{T} \cdot 100$, adică raportul între durata t a trecerii curentului şi T durata unui ciclu.

TABELA 9.1.

Clasificarea contactoarelor după natura sarcinii

Curentul	Simbolul	Aplicații caracteristice
alternativ	AC_1	Sarcini neinductive sau ușor inductive
	AC_2	Demarajul motorului cu inele, frînare în contracurent
	AC_3	Demarajul motorului asincron cu colivie, întreruperea motorului lansat
	AC_4	Demarajul motorului cu colivie, mers prin impulsuri pentru a obține curse mici, inversare de mers schimbînd conexiunile motorului care se învîrtește
continuu	DC_1	Sarcini neinductive sau puțin inductive, cum sînt cuptoarele cu rezistență
	DC_2	Demarajul motorului derivație, întreruperea motorului derivație lansat
	DC_3	Demarajul motorului derivație, mers prin impulsuri, inversare de mers
	DC_4	Demarajul motorului serie, întreruperea motorului serie lansat
	DC_5	Demarajul motorului serie, mersul prin impulsuri, inversare de mers

Trebuie menționat că pe durata t a trecerii curentului prin polii contactorului curentul nu se menține constant și că în majoritatea cazurilor practice curentul de întrerupere diferă de cel de conectare.

În tabela 9.1 se indică clasificarea după natura sarcinii.

În tabelele 9.2 și 9.3 se arată condițiile de conectare și deconectare ale contactoarelor de curent alternativ și continuu în funcție de natura sarcinii. Astfel în tabela 9.2 se poate constata că un contactor din categoria AC_3 asigură în condiții normale conectarea la curent de 6 I_n, deconectarea la I_n, în tensiunea de restabilire la deconectare de 0,17 U_n. Existența unei tensiuni de restabilire atît de mici se datorește faptului că motorul asincron se întrerupe avînd rotorul lansat, după cum s-a arătat în paragraful 8.1.3. Valoarea redusă a tensiunii de restabilire determină o solicitare dielectrică redusă a întreruptorului și o încălzire suplimentară mai redusă a contactelor, datorită arcului electric la deconectare.

În tabela 9.4 se indică, după Pouard, clasele de uzură actuale ale contactoarelor de curent alternativ și curent continuu în funcție de numărul n de manevre pe oră, de durata de conectare D_c. Din tabelă se poate recunoaște că actuala tehnologie permite la unele contactoare un număr apreciabil de manevre (10^7) fără sarcină și un număr de circa 600 000 cicluri în sarcină.

9.1.5. Gradul de utilizare al unui contactor

Acesta este definit ca raportul între curentul de exploatare și curentul nominal al contactorului, deci $k=I_e/I_n$.

TABELA 9.2

Condiții de conectare și deconectare corespunzînd categoriilor de utilizare a contactoarelor de curent alternativ

Categoria	Funcționare normală					
	Conectare			Deconectare		
	I	U	cos φ 1)	I	U_r	cos φ
AC_1	I_n	U_n	0,95	I_n	U_n	0,95
AC_2	2,5 I_n	U_n	0,65	2,5 I_n	U_n	0,65
AC_3	6 I_n	U_n	0,35	I_n	0,17 U_n	0,35
AC_4	6 I_n	U_n	0,35	6 I_n	U_n	0,35
	Funcționare ocazională					
	Conectare			Deconectare		
	I	U	Cos φ 1)	I	U_r	Cos φ 1)
AC_1	—	—	—	—	—	—
AC_2	4 I_n	1,1 U_n	0,65	4 I_n	1,1 U_n	0,65
AC_3	10 I_n 2) 8 I_n 3)	1,1 U_n	0,35	8 I_n 2) 6 I_n 3)	1,1 U_n	0,35
AC_4	12 I_n 2) 10 I_n 3)	1,1 U_n	0,35	10 I_n 2) 8 I_n 3)	1,1 U_n	0,35

Notații: I_n — curentul nominal de utilizare în valoare efectivă;
U_n — tensiunea nominală de utilizare;
I — curentul comutat;
U — tensiunea înainte de închidere;
U_r — tensiunea de restabilire.

1) toleranță $\pm$ 0,05; 2) — pentru $I_n \leqslant 100$ A; 3) — pentru $I_n > 100$ A.

Prin curent de exploatare I_e se înțelege intensitatea nominală a receptorului (de cele mai multe ori un motor electric), iar prin curent nominal I_n al contactorului se înțelege intensitatea curentului, în regim permanent, pentru care nu se depășește limita de încălzire a căilor de curent. Cînd receptorul este un electromotor, gradul de utilizare k este subunitar, deoarece, la pornire

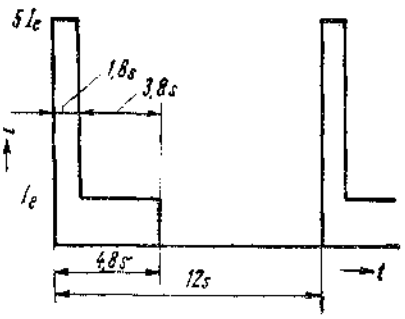


Fig. 9.17 Gradul de utilizare; deconectarea unui motor asincron lansat.

curentul ia o valoare mai mare decît cea nominală şi deci căile de curent se încălzesc sensibil. În cele ce urmează se va calcula gradul de utilizare a unui contactor pentru cîteva situaţii concrete.

Deconectarea unui motor lansat. Se cere să se determine gradul de utilizare a unui contactor destinat a comuta circuitul unui motor asincron cu colivie, cu un sens de rotaţie, cu $n=300$ porniri pe oră şi durata relativă de conectare $D_c=40\%$. Condiţiile de pornire a motorului sînt:

— durata demarajului $t_1=1$ s;

— curentul de demaraj 5 I_e.

Durata ciclului este $T=\frac{3\,600\text{ s}}{300}=12$ s.

Durata de lucru $t_l=12\frac{40}{100}=4{,}8$ s se compune din durata $t_1=1$s la curentul 5 I_e şi durata $t_2=3{,}8$ s la curentul I_e; deci polul contactorului este supus unui curent variabil, ca în figura 9.17.

Dacă constanta de timp τ de încălzire a polului este mare în raport cu durata T a unui ciclu se poate scrie că efectul termic al curentului variabil echivalează efectul termic al curentului nominal pe durata T, adică

$$\sum_{i=1}^{2} RI_i^2 t_i = RI_n^2 T. \tag{9.15}$$

TABELA 9.3

Condiţii de conectare şi deconectare corespunzînd categoriilor de utilizare a contactoarelor de curent continuu

Categoria	Funcţionare normală					
	Conectare			Deconectare		
	I	U	T(ms)[1]	I	Ur	T (ms)[1]
DC_1	I_n	U_n	1	I_n	U_n	1
DC_2	2,5 I_n	U_n	2	I_n	0,10 U_n	7,5
DC_3	2,5 I_n	U_n	2	2,5 I_n	U_n	2
DC_4	2,5 I_n	U_n	7,5	I_n	0,30 U_n	10
DC_5	2,5 I_n	U_n	7,5	2,5 I_n	U_n	7,5

TABELA 9.3 (continuare)

	Funcționare ocazională					
	Conectare			Deconectare		
	I	U	T(ms)	I	Ur	T(ms)
DC_1	—	—	—	—	—	—
DC_2	4 I_n	1,1 U_n	2,5	4 I_n	1,1 U_n	2,5
DC_3	4 I_n	1,1 U_n	2,5	4 I_n	1,1 U_n	2,5
DC_4	4 I_n	1,1 U_n	15	4 I_n	1,1 U_n	15
DC_5	4 I_n	1,1 U_n	15	4 I_n	1,1 U_n	15

Notații: I_n — curent nominal de utilizare în valoare efectivă;
U_n — tensiunea nominală de utilizare;
U — tensiunea înainte de închidere;
U_r — tensiunea de restabilire;

$T=L/R$ constanta de timp cu toleranțe de $\pm 15\%$.

Sau pentru cazul concret

$$(5I_e^2)^2 \cdot 1 + I_e^2 \cdot 3{,}8 = I_n^2 \cdot 12, \tag{9.16}$$

unde: I_e este curentul de exploatare, în valoare efectivă, a motorului;
I_n — curentul de durată care definește regimul termic al polului.

Dacă în relația (9.16) se înlocuiește

$$I_e = kI_n \tag{9.17}$$

se obține $28{,}8\ k^2 = 12$ sau gradul de utilizare $k=0{,}64$.

Adică intensitatea de exploatare I_e este 0,64 din intensitatea de durată care definește regimul termic al unui pol de contactor.

În exemplul considerat s-a neglijat încălzirea suplimentară a contactului datorită arcului electric care apare la deconectare, ceea ce este corect dacă deconectarea are loc cu motorul lansat, cînd tensiunea de restabilire este de circa 0,17 din tensiunea nominală.

Considerarea energiei dezvoltate de arcul electric. La deconectarea motoarelor asincrone care sînt frînate în contracurent, tensiunea de restabilire, la funcționare normală, este U_n (vezi tabela 9.2). În consecință, la încălzirea polului contactorului va contribui în parte și energia dezvoltată de arcul electric. În ipoteza stingerii arcului într-o jumătate de perioadă, această energie este

$$W_a = \int_0^t ui\ dt \approx U_a I_{med}\, t. \tag{9.18}$$

Clasele de uzură

Clasa de uzură		I		II		
Număr de manevre pe oră				$n<30$		
$D_c=\frac{t}{T}\cdot 100$				60		
Curent nominal termic A		sub 1 250	peste 1 250	sub 500	500—1 250	peste 120
Număr de manevre înaintea reviziei părții mecanice 10 reglaje pentru întreținere normală		30 000	15 000	140 000	120 000	6 000
Număr de cicluri înainte de înlocuirea contactelor, în sarcină	curent alternativ	5 000	2 500	40 000	20 000	10 000
5 reglaje pentru întreținere normală 5 pentru I, II, III și 10 pentru IV, V	curent continuu	5 000	2 500	60 000	30 000	15 000

Pentru un arc electric răcit $u=U_a$ și are o valoare practic constantă care depinde de materialul electrozilor. Dacă în relația (9.18) se introduce

$$I_{med}=\frac{2\sqrt{2}I_n}{\pi}\approx 0{,}9\ I_n\ ;\ t=\frac{1}{100}\text{ s},$$

se obține

$$W_a\approx\frac{0{,}9\,U_a\,I_n}{100}. \tag{9.19}$$

Scrisă sub această formă se observă că energia arcului electric într-o semiperioadă este o funcție liniară de I. Dar numai o parte din această energie, adică mW_a, este transmisă contactelor, restul energiei arcului fiind disipat altor piese din apropiere. Efectul termic al arcului electric poate fi echivalent cu efectul termic al curentului electric nominal I_n, pe durata de timp t_a, adică

$$mW_a=R\,I_n^2\,t_a. \tag{9.20}$$

Dacă aparatul nu este parcurs de curentul nominal, ci de un curent I, ținînd seama de relația de proporționalitate (9.19) energia transferată contactelor este

$$mW_a=R\,I_n^2\,t_a\frac{I}{I_n}. \tag{9.21}$$

TABELA 9.4

ale contactoarelor

III			IV		V	
$30 < n < 150$			$150 < n < 600$		$600 < n < 1\ 200$	
60			40		40	
sub 50	500— 1 250	peste 1 250	sub 500	500— 1 250	sub 500	500— 1 250
1 200 000	600 000	300 000	5 000 000	2 500 000	10 000 000	5 000 000
140 000	70 000	35 000	300 000	140 000	600 000	300 000
200 000	100 000	50 000	400 000	2 000 000	800 000	400 000

Pentru cazurile practice cînd $I \approx 125$ A şi $R \approx 10^{-3}\Omega$, se deduce $t_a \approx 4$ s. Adică la deconectare energia primită de contacte de la arcul electric echivalează cu trecerea curentului nominal prin contactul de rezistenţă R, timp de aproximativ 4 secunde.

Deconectarea unui motor frînat în contracurent. Se cere să se calculeze factorul de utilizare, adică raportul I_e/I_n, al contactoarelor destinate comenzii unui motor asincron cu inele pentru ambele sensuri de mers, motorul fiind frînat în contracurent. Se cunosc datele:

$n=300$ manevre pe oră;

$D_{ct}=80\%$, durata relativă de conectare a motorului.

Schema electrică necesită două contactoare. Fiecare contactor va comanda 300 porniri pe oră şi 300 frînări pe oră, cu o durată relativă $D_c=40\%$. Diagrama curentului unui contactor este indicată în figura 9.18 şi comportă:

— demarajul cu durata de 2 s la curentul $2I_e$;

— mersul normal cu durata 1,8 s la curentul I_e.

Frînarea contracurent cu durata 1 s la curentul $2I_e$. Durata ciclului unui contactor este

$$T = \frac{3\,600}{300} = 12 \text{ s}.$$

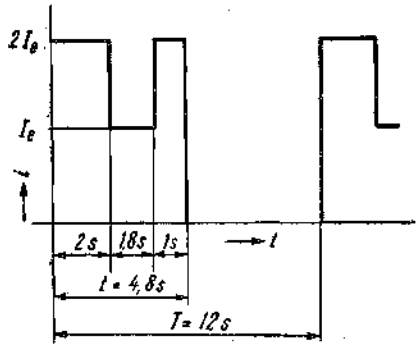


Fig. 9.18 Gradul de utilizare; frînare contracurent.

Iar durata de anclanşare (de mers) este:

$$t = TD_c = 12\,\frac{40}{100} = 4{,}8\ \text{s}.$$

Energia dezvoltată pe durata demarajului este

$$W_1 = R(2I_e)^2 t_1 = R(2kI_n)^2\, t_1 = 8\,Rk^2I_n^2.$$

Energia dezvoltată pe durata mersului normal este:

$$W_2 = RI_e^2 t_2 = R(kI_n)^2 t_2 = 1{,}8\ \ Rk^2I_n^2.$$

Energia dezvoltată pe durata frînării este

$$W_3 = R(2I_e)^2 t_3 = R(2kI_n)^2 t_3 = 4\ \ Rk^2I_n^2.$$

Energia provenită de la arcul electric este

$$W_4 = RI_n^2 t_a\,\frac{2I_e}{I_n} = RI_n^2\ t_a\,\frac{2kI_n}{I_n} = 8\ \ RkI_n^2.$$

Bilanţul energetic final este

$$W_1 + W_2 + W_3 + W_4 = R\,I_n^2\,T,$$

adică

$$8\ Rk^2I_n^2 + 1{,}8\ Rk^2I_n^2 + 4\ Rk^2I_n^2 + 8\ RkI_n^2 = 12\ RI_n^2$$

sau

$$13{,}8\ k^2 + 8\ k - 12 = 0,$$

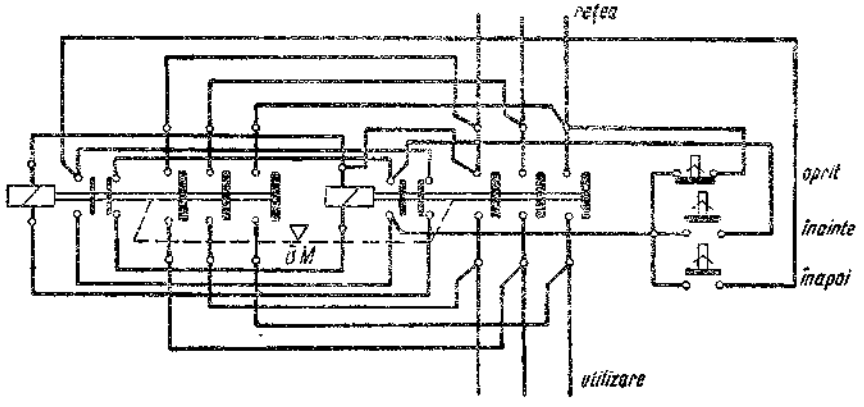


Fig. 9.19 Schema electrică a unui inversor.

de unde rezultă $k \approx 0{,}66$, adică valoarea curentului I_e de exploatare poate fi cel mult 0,66 din valoarea I_n a curentului de durată în contactor.

În figura 9.19 se indică schema ansamblului denumit *inversor*, format din două contactoare, care servește la inversarea sensului de mers al motorului asincron. Contactoarele sînt blocate mecanic *BM* pentru a nu permite închiderea simultană. Ca organ anexă se folosesc trei butoane corespunzătoare comenzilor de mers înainte, mers înapoi și oprit. Comanda contactoarelor poate fi automatizată după un program.

9.1.6. Contactoare statice

Creșterea parametrilor dispozitivelor semiconductoare, mai ales a celor cu siliciu, oferă posibilitatea realizării unor contactoare statice, fără elemente mecanice în mișcare și fără camere de stingere. În prezent se fabrică curent tiristoare cu tensiune inversă de 3,5 kV, curent nominal de 400 A și cădere de tensiune directă de 1,2 V. Diodele cu siliciu se construiesc pentru tensiuni inverse și curenți nominali încă mai mari.

Prețul de cost încă ridicat al dispozitivelor semiconductoare determină utilizarea în tehnică a contactoarelor statice numai în situații speciale, în care se cer condiții stricte în exploatare, cum ar fi eliminarea arcului electric de comutație și creșterea sensibilă a fiabilității instalației.

Contactoarele statice se realizează cu ajutorul montajelor cu tiristoare sau cu combinații de diode și tiristoare.

În figura 9.20, *a* s-a reprezentat schema de principiu a unui *contactor de curent alternativ* echipat cu două tiristoare conectate antiparalel. Fiecare din cele două tiristoare conduce o semiperioadă, impulsurile de conducție fiind produse de dispozitivul de comandă *DC*. Sarcina inductivă *L*, sau rezistivă *R* este conectată între punctele *A* și *B*. Pentru tensiuni mai mari, de ordinul 500 V, tiristoarele de pe un braț se conectează în serie, după cum se indică în figura 9.20, *b*. Pentru a se asigura repartiția egală a tensiunii inverse pe cele două tiristoare în serie, este necesar să se conecteze în paralel pe fiecare braț un divizor de tensiune format cu capacitatea *C* și rezistența *R*.

În figura 9.21 se indică schema de principiu a unui *contactor static de curent alternativ*, cu patru diode de putere cu siliciu D_1, D_2, D_3, D_4 conectate în punte Graetz și un singur tiristor *T*, care se conectează pe o diagonală. Pe cealaltă diagonală se conectează sursa de curent alternativ și sarcina. În acest mod sarcina *Z* este parcursă de curent alternativ, în timp ce tiristorul este parcurs de curent continuu, cu condiția de a fi amorsat la fiecare semiperioadă. La dispariția impulsului de conducție al tiristorului circuitul este întrerupt. Contactoarele statice de curent alternativ construite pînă în prezent în mod experimental pot întrerupe curenți pînă la 400 A la tensiuni de restabilire de 1 500 V.

Utilizarea tiristorului la realizarea *contactoarelor statice de curent continuu* necesită o schemă mai complexă deoarece, spre deosebire de situația curentului alternativ, curentul întrerupt nu trece în mod natural prin valoarea zero.

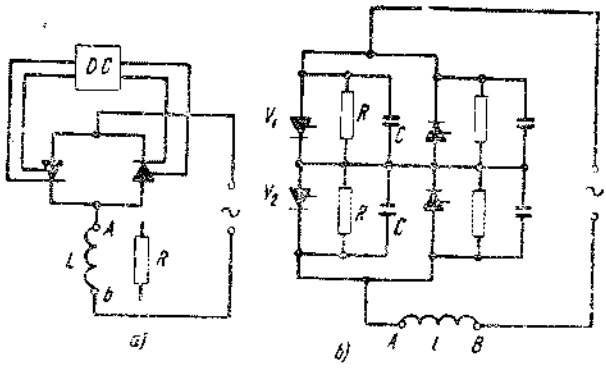


Fig. 9.20 Contactor static de curent alternativ, montaj antiparalel :
a — pentru tensiuni reduse ; b — pentru tensiuni mai mari.

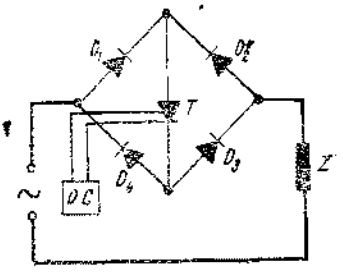


Fig. 9.21 Contactor static de curent alternativ, montaj în punte.

În figura 9.22 se reprezintă schematic un contactor de curent continuu. Cînd circuitul este stabilit (trasat cu o linie mai groasă pe figură) curentul parcurge sarcina Z și tiristorul T_1, iar condensatorul C se încarcă prin rezistența R, cu polul minus la anodul tiristorului T_1, după cum s-a marcat în figură. Pentru a deschide circuitul principal, se comandă conducția tiristorului T_2 și prin aceasta se conectează condensatorul C, încărcat, și cu polaritate inversă decît a sursei, la bornele tiristorului T_1. Datorită acestui proces se anulează curentul în tiristorul T_1 și acesta rămîne fără conducție. Întrucît tiristorul T_2 conduce, condensatorul C se descarcă și apoi se încarcă prin impedanța Z la tensiunea sursei, dar la polaritate inversă față de situația cînd tiristorul T_1 conduce. Tiristorul T_2 continuă să conducă un curent relativ mic, limitat de rezistența R, care are valoare relativ mare. Aceasta este poziția contactorului static deschis. Pentru a-l închide se comandă conducția tiristorului T_1, iar prin aceasta se conectează la bornele tiristorului T_2 condensatorul C încărcat la polaritatea marcată în paranteze în figură. Tiristorul T_2 se va stinge, iar capacitatea C se descarcă prin tiristorul T_1 și apoi se încarcă la polaritatea inițială prin rezistența R.

Dioda D are rolul de a proteja schema împotriva supratensiunilor care apar în cazul cînd sarcina Z are un caracter inductiv.

Schema din figura 9.22 se folosește numai în cazul unei frecvențe reduse de conectare, deoarece procesele de deconectare și conectare au durate relativ mari, necesitate de descărcarea și încărcarea condensatorului C, de valoare mare. De asemenea, rezistența R are valoare mare, pentru a reduce consumul de energie, dar aceasta determină o constantă RC mare.

Pentru frecvențe mari de conectare se indică schema din figura 9.23. Pregătirea schemei se realizează prin comanda conducției tirstorului auxiliar T_2. Astfel condensatorul C se încarcă, la tensiunea sursei și cu polaritățile din figură,

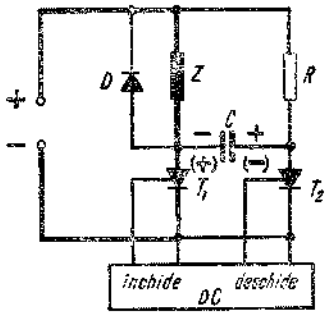


Fig. 9.22 Contactor static de curent continuu cu frecvență redusă de comutație.

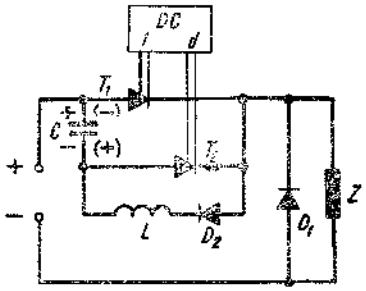


Fig. 9.23 Contactor static de curent continuu cu frecvența mare de comutație.

conducția fiind asigurată prin sarcina Z. La sfîrșitul procesului de încărcare a condensatorului curentul ia valoarea zero, iar conducția în tiristorul T_2 încetează.

Poziția închis a contactorului static se obține după comanda de conducție a tiristorului T_1. În acest mod, curentul principal parcurge sarcina Z și în același timp condensatorul C are tendința de a se descărca oscilant prin tiristorul T_1, dioda D_2 și inductivitatea L. Descărcarea oscilantă încetează la prima trecere prin zero a curentului, din cauza diodei D_2 (care conduce într-un singur sens) și în acest moment condensatorul C se află încărcat la aproximativ tensiunea sursei, dar la o polaritate inversă, față de cea inițială, polaritate marcată pe figură în paranteze.

Poziția deschis se obține după comanda de conducție a tiristorului T_2 care conectează în paralel pe tiristorul T_1, capacitatea C, cu o polaritate inversă față de sensul de conducție al tiristorului T_1. Curentul principal este anulat, iar condensatorul C se descarcă și se încarcă apoi cu polaritatea inițială, marcată pe figură fără paranteze. După terminarea procesului de încărcare tiristorul T_2 nu mai conduce, iar schema este pregătită pentru o operație de închidere. Și în această schemă dioda D_1 servește la a elimina supratensiunile de comutație, în cazul sarcinilor inductive.

Observație asupra protecției: Capacitatea termică a tiristoarelor este extrem de redusă, masa unui element semiconductor fiind constituită de o șaibă cu diametrul 10—20 mm și grosimea 0,3—0,5 mm la curenți de ordinul 50—200 A. Din această cauză capacitatea contactoarelor de a rezista la suprasarcini și la scurtcircuite este extrem de redusă.

La contactoarele statice de curent alternativ protecția împotriva scurtcircuitelor și suprasarcinilor se efectuează fie cu ajutorul *siguranțelor fuzibile*

TABELA 9.5

Breviar de calcul pentru un contactor electromagnetic de curent alternativ cu mişcare de translaţie combinată, tip AC 3

Nr.	Elementul proiectat	Relaţii de calcul	Observaţii
1	Schema electrică		Exemplu figura 9.9
2	Schema cinematică		Figura 9.4
3	Cursa în aer a contactorului principal = distanţa între elementele de contact principal	h_c	
4	Cursa elementului mobil principal în contact	h_f	
5	Cursa în aer a contactului auxiliar = distanţa între elementele de contact auxiliar		
6	Cursa elementului mobil auxiliar în contact		
7	Forţa specifică în contactul principal	$F_{1p} \approx 2$ gf/A	
8	Forţa specifică în contactul auxiliar	$F_{1a} \approx 1$ gf/A	
9	Raportul braţelor de pîrghie	$\frac{l_1}{l_2}=2$	Figura 9.4 a
10	Date cinematice din figura 9.4	I_n[A] 100 160 200 250 400 l_1[mm] 50 60 65 70 80 d[mm] 18 18 20 22 25 l_3[mm] 65 70 75 83 95	
	Greutatea armăturii mobile	G_a[kgf] 0,9 1,2 1,4 1,8 3	
11.	Forţa în contactele principale, în poziţia închis	$F_{cp}=m_p n F_{1p} I_n$	m=nr. de poli n=nr. de locuri de contact pe pol
12.	Forţa în contactele auxiliare, în poziţia deschis	$F_{cad}=n_{ad} F_{1a} I_a$	I_A=10 A n_{ad}=număr de contacte auxiliare normal închise
13.	Forţa în contactele auxiliare în poziţia închis	$F_{cai}=n_{ai} F_{1a} I_a$	I_A=10 A n_{ai}=nr. de contacte auxiliare normal deschise
14.	Diagrama forţei rezistente în funcţie de cursa contactului	$F_r=f(h)$	Fig. 8.4, c Forţa F_{r1} a resortului antagonist se ia $F_r \approx \approx (0{,}2-0{,}4)\ F_{cp}$
15.	Diagrama forţei rezistente în funcţie de cursa armăturii mobile		Se ţine seamă de poziţia de funcţionare a armăturii mobile şi de frecări, μ=0,15

Continuare (tabela 9.5

Nr.	Elementul proiectat	Relații de calcul	Observații
16.	Electromagnetul U cu spire în scurtcircuit pe ambele coloane	Din capitolul 5	În poziția închis $F_{min} > F_{r1}$ din fig. 9.4, *c*. În poziția deschis, $F_{max} > F_{r1}$, din figura 9.4, *c*
17.	Secțiunea căii de curent	STAS 553—68	
18.	Geometria căii de curent		După modele construite
19.	Contactul	Din capitolul 7	Material Ag—CdO Forma după model
20.	Încălzirea căii de curent în regim nominal	$\theta_{max}=\frac{\theta_{0max}}{1-\alpha_R\theta_{0max}}$ unde: $\theta_{0max}=\frac{\rho_p I_n}{\alpha l_p A}$	
21.	Încălzirea contactului în regim nominal	Din relația Wiedemann-Franz-Lorenz: $T_{0t}=\sqrt{\frac{R_c^2 I_n^2}{4L}+T_0^2}$ unde: $T_0=273+\theta_{max}+\theta_{ma}$ $\theta_c=\sum_{i=1}^{n}(T_{0i}-T_0)+\theta_{max}$	Se va ține seama de influența contactelor vecine în număr de trei; deci $n_c=4$
22.	Temperatura contactului în regim nominal	$\theta_{ct}=\theta_c+\theta_{ma}$	θ_c — încălzirea contactului θ_{ma} — temperatura mediului ambiant
23.	Încălzirea căii de curent în regim de scurtă durată	$\theta_{sc}=\left(\theta_2+\frac{1}{\alpha_R}\right)\left[\exp\frac{k\alpha_R\rho_0}{C_0}\int_0^t I^2 dt-1\right]$ unde: $\theta_2=\theta_{max}+\theta_{ma}$.	
24.	Încălzirea contactului în regim de scurtă durată	$\theta^*=\left(\frac{1+\alpha_R\theta_p}{\alpha_R}\right)\left(\exp\frac{\alpha_R\rho_0 H^2 I^2 t_1}{8CF^2}-1\right)$. Se poate folosi acoperitor: $\theta^*=\frac{RI^2\sqrt{t_1}}{A\sqrt{\pi\lambda C}}$	t_1 — durata scurtcircuitului

Continuare (tabela 9.5)

Nr.	Elementul proiectat	Relații de calcul	Observații
25.	Temperatura contactului în regim de scurtă durată	$\theta_t^* = \theta^* + \theta_p$ unde: $\theta_p = \theta_{ct}$	
26.	Numărul de intervale în camera de stingere	$2n = \frac{k_n \cdot 1{,}5 \cdot \gamma \cdot \sqrt{2} \cdot U_n}{U_c}$	n — numărul de intervale din camera de stingere $U_c \approx 100$ V.
27.	Dimensiunile plăcilor în camera de stingere	Constructiv, după model	

ultrarapide, fie cu ajutorul unui transformator sensibil la variațiile de curent, care transmite un impuls de deschidere a contactorului.

La contactoarele de curent continuu, mijloace electronice permit o protecție eficace și rapidă împotriva scurtcircuitelor, după cum se indică în figura 9.24, care are aceeași structură cu schema din figura 9.22. Tiristoarele T_1 și T_2 servesc la închiderea și respectiv deschiderea contactorului static.

În situația închis, o fracțiune mică din curentul sarcinii Z este derivat prin rezistența R_1, înfășurarea primară a autotransformatorului AT și dioda tunel D_2. În cazul unui curent de scurtcircuit, curentul derivat va acuza o variație, iar dacă acest curent depășește valoarea critică a curentului diodei, rezistența acesteia crește brusc și ca urmare căderea de tensiune pe diodă crește brusc. În acest mod pe primarul autotransformatorului se aplică o tensiune bruscă, care este transmisă amplificat în secundarul autotransformatorului, care, la rîndul său, transmite un impuls prin dioda D_3 tiristorului T_2, care comandă deschiderea contactorului.

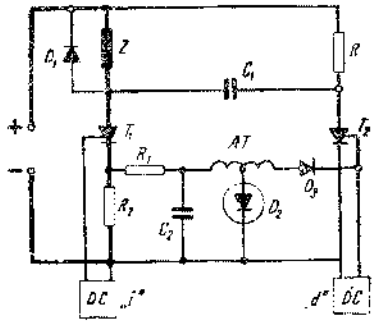


Fig. 9.24 Protecția contactorului de curent continuu cu diodă tunel.

9.1.7. Breviar de calcul

Calculul și proiectarea unui contactor presupune cunoașterea datelor nominale și alegerea unui tip constructiv. Datele nominale se referă la intensitatea nominală, tensiunea nominală, felul sarcinii (*AC* sau *DC*), numărul de conectări pe oră, durata relativă de conectare. Tipul constructiv este precizat în special de cinematica aparatului și anume: translație simplă, translație combinată, rotație. În tabela 9.5 se indică breviarul de calcul pentru un contactor electromagnetic ca și succesiunea principalelor operații ocazionate de proiectarea unui contactor.

9.2. ÎNTRERUPTORUL DE PUTERE

Întreruptorul de putere este un aparat mecanic de comutație capabil să închidă, să suporte și să întrerupă curenți în condiții normale de funcționare ale circuitului și de asemenea, în condiții prestabilite, să închidă pe o durată specificată și să întrerupă curenți anormali, cum sînt curenții de scurtcircuit.

Întreruptorul de putere este destinat a proteja linii electrice și circuite de forță împotriva suprasarcinilor și scurtcircuitelor și de aceea acest aparat este, în același timp, atît aparat de comutație, cît și aparat de protecție.

După categoria instalațiilor protejate se disting următoarele tipuri principale constructive de întreruptoare automate.

a) Întreruptoare pentru instalații interioare cu curenți nominali de 6—25 A și capacitate de rupere de aproximativ 1 500 A, la tensiuni de curent alternativ, de 120—220 V.

b) Întreruptoare destinate a proteja circuite de forță în curent alternativ, de curenți nominali 25—2 000 A și tensiuni 220—550 V, cu capacitate de rupere de 10—50 kA.

c) Întreruptoare destinate a proteja linii electrice de curent alternativ, cu caracteristici relative sau limitatoare, cu capacitate de rupere pînă la 100 kA.

d) Întreruptoare ultrarapide de curent continuu destinate a realiza deconectarea circuitelor în mai puțin de 3—10 ms.

9.2.1. Schema bloc și caracteristici de protecție a întreruptorului de putere de curent alternativ

Schema bloc a unui întreruptor de putere, de curent alternativ, este indicată în figura 9.25. Schema prevede trei poli principali *1*, *2*, *3*, și trei poli auxiliari *4*, *5*, *6*, setul *7* de declanșatoare termice, setul *8* de declanșatoare electromagnetice, declanșatorul *10* tensiune minimă sau declanșatorul *9* cu injecție de curent, și mecanismul *11*. Asupra acestuia acționează declanșatoarele *7*,*8* și *9* sau *10*. Caracteristica de protecție a întreruptorului, cu exemplificare pentru un aparat cu curentul nominal de 60 A, este indicată în figura 9.26.

Curba *a* corespunde declanșatorului termic, iar curba *b* celui electromagnetic. După cum se observă pe figură durata de acționare nu poate coborî sub 10 ms, iar caracteristica *b* se stabilește pentru curenți mai mari de 10 I_n, pentru ca aparatul să nu deconecteze la curenții de pornire ai motoarelor asincrone.

Construcția întreruptorului este complexă și comportă următoarele elemente principale :

a) mecanismul,
b) organul motor,
c) polii principali,
d) polii auxiliari,
e) dispozitive de protecție (declanșatoare sau relee).

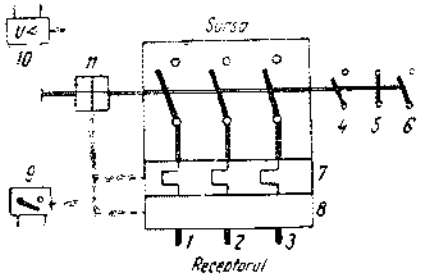


Fig. 9.25 Schema bloc a unui întreruptor de putere.

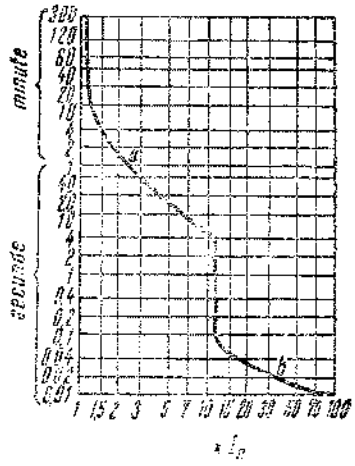


Fig. 9.26 Caracteristica de protecție a unui întreruptor de putere:
a — caracteristica declanșatorului termic; *b* — caracteristica declanșatorului electromagnetic.

9.2.2. Mecanismul întreruptorului

La un întreruptor de putere, închiderea întreruptorului se realizează prin intermediul unui mecanism, care are următoarele funcții:

a) menține întreruptorul închis și zăvorește forța de declanșare;

b) asigură declanșarea întreruptorului, cu ajutorul unei energii minime;

c) asigură declanșarea liberă, adică la existența unei comenzi de declanșare întreruptorul nu poate fi nici închis nici menținut în poziția închis;

d) asigură vitezele de închidere și deschidere ale contactelor.

Realizarea funcțiilor menționate se face cu ajutorul clichetelor, pîrghiilor cu genunchi sau a combinațiilor între acestea.

Mecanismul de clichet. În figura 9.27 s-a reprezentat schematic un mecanism cu pîrghii și clichet. Forța de declanșare a resortului *4* este zăvorită de sistemul de clichet format din piesele *5* și *6*. Presiunea pe contactul electric format din piesele *1* și *2* este realizată cu ajutorul resortului *3*. Pentru deschiderea întreruptorului și, deci, eliberarea forței resortului *4* în prealabil comprimat, se acționează pîrghia *5* cu forța F_3.

Ca exemplificare în figura 9.27 se arată că pentru a elibera pîrghia *6*, care este solicitată cu 25 kgf, este necesar ca la clichet să se exercite o forță de 5 kgf, contînd pe un coeficient de frecare $\mu=0{,}2$. Dacă pîrghia *5* are un raport de demultiplicare 1 : 10 rezultă că forța necesară declanșării este $F_3=0{,}5$ kgf. Cu un coeficient de siguranță de *2*, forța de declanșare este $F_3=1$ kgf.

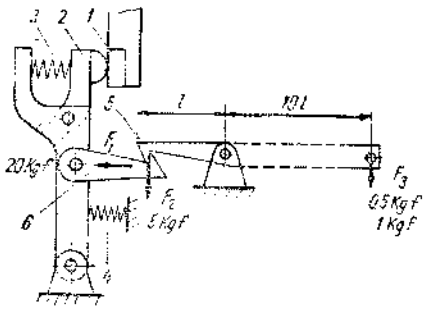


Fig. 9.27 Mecanismul cu clichet.

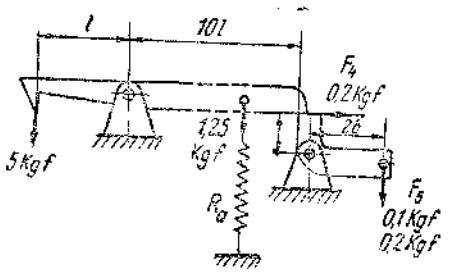


Fig. 9.28. Demultiplicare la mecanismul cu clichet.

Pentru a reduce mai mult forța necesară declanșării se poate utiliza încă un clichet, ca în figura 9.28. Aci, resortul R_a joacă rolul unui acumulator de energie. Pîrghia *6* are un raport de demultiplicare de 1 : 2. Pentru geometria pieselor din figură se poate constata că forța de acționare F_a se reduce la 0,2 kgf, cu un coeficient de siguranță 2, păstrînd coeficientul de frecare $\mu = 0{,}2$.

Mecanismul cu genunchi. În figura 9.29. s-a reprezentat schematic un mecanism cu două pîrghii cu genunchi G_1 și G_2. Punctele de articulație G_1, G_2 ale pîrghiilor cu genunchi au două poziții de echilibru. Trecerea de la poziția inițială la cea finală are loc prin *depășirea punctului mort.*

În schița *a*, întreruptorul este închis, iar contactele *1*, *2* sînt în atingere.

În schița *b*, întreruptorul este deschis sub acțiunea forței de declanșare F_d, care obligă genunchiul G_2 să depășească punctul mort, învingînd forța rezistentă (mică) a resortului *3*. Declanșarea are loc prin destinderea resortului *4*.

În schița *c* întreruptorul este declanșat manual cu pîrghia *5*. Prin aceasta se obligă depășirea punctului mort al articulației G_1. Mecanismul cu genunchi constituie dispozitivul pentru zăvorîre (fixarea poziției) și pentru demultiplicarea forței. Practic deplasarea punctului mort, pe către forța de declanșare F_d este extrem de mică, de exemplu 0,5—2 mm.

Declanșarea liberă este asigurată atît pentru mecanismul cu clichet din figura 9.27, cît și pentru mecanismul cu genunchi din figura 9.29. În adevăr, numai după dispariția forțelor F_3 respectiv F_d este posibil să se închidă întreruptorul și să se mențină închis.

Acumulare de energie în resort. Închiderea directă, manuală, a întreruptorului de putere nu asigură o viteză suficientă, ținînd seama de forțele rezistente dezvoltate de resortul de declanșare și de resoartele care asigură presiunea pe contact. Din această cauză mecanismul este echipat cu un resort acumulator de energie. Energia este acumulată pe o durată relativ mare cu ajutorul organului motor (manual, electromagnet, dispozitiv pneumatic, servomotor) și este eliberată pe o durată scurtă, adică

$$W = Pt = P_1 t_1. \tag{9.22}$$

Dacă $t = 5$ s și $t_1 = 0{,}1$ s rezultă că $P_1 = 50\ P$.

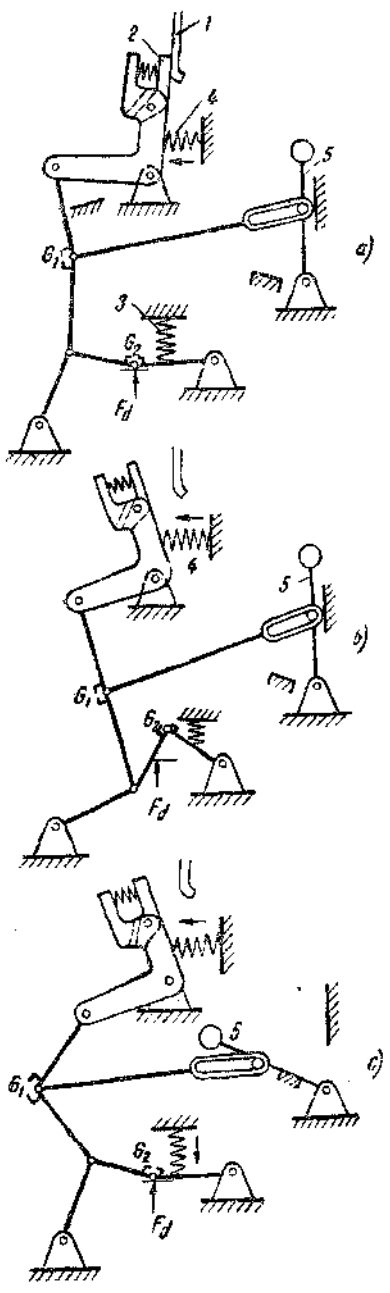


Fig. 9.29 Mecanismul cu genunchi.

În figura 9.30 s-a reprezentat schematic mecanismul unui întreruptor echipat cu resort acumulator şi prevăzut cu declanşare liberă. În schiţa *a* întreruptorul este reprezentat în poziţia deconectat, cu contactele *17* deschise. Pentru a închide aparatul se acţionează pîrghia *1*, care se roteşte în jurul axului *2*. În acest mod pîrghia *1 a* apasă pe pîrghia *8*, care determină armarea resortului *11*. Energia acumulată astfel în resortul *11* este eliberată în scopul închiderii contactelor *17* şi armării resoartelor de declanşare *16*. Eliberarea energiei are loc în momentul cînd împingătorul pîrghiei *8* acţionează (în desen s-a desenat punctat această poziţie) asupra pîrghiei *12 a*, care este solidară cu pîrghiile *12*, *12 b*, *12 c*. Rotaţia pîrghiei *12* în sensul săgeţii determină depăşirea punctului mort al articulaţiei *13* şi deformarea sistemelor de pîrghii ca în schiţa *b*, care reprezintă aparatul închis, cu resortul *16* comprimat.

Pentru a deconecta aparatul este necesar ca axul secţionat să se rotească în sensul săgeţii din schiţa *b*, pentru a elibera pîrghia *3* şi a permite o rotaţie în axul *15*. Astfel se deschide genunchiul *14* sub acţiunea resortului *16*. Rotaţia axului secţionat *9* se realizează fie sub acţiunea declanşatoarelor termic şi electromagnetic, fie sub acţiunea manuală asupra pîrghiei *1* în sensul săgeţii „deschide" ceea ce produce desfacerea clichetului *10*. Închiderea aparatului nu este posibilă dacă declanşatorul continuă să acţioneze, deoarece clichetul *9* nu se poate acroşa.

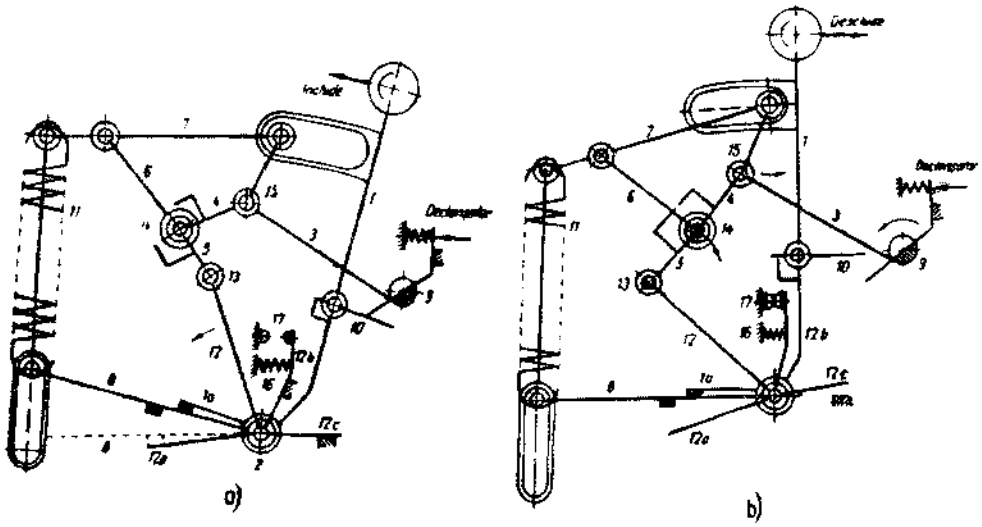


Fig. 9.30 Mecanism de acumulare de energie în resort.

9.2.3. Polii întreruptorului

Curenţii de scurtcircuit intenşi, pe care întreruptorul de putere trebuie să-i întrerupă, impun precauţii deosebite în ceea ce priveşte realizarea contactelor şi a camerelor de stingere.

La întreruptoarele selective (care nu sînt limitatoare), dacă curenţii de scurtcircuit ajung la valori de ordinul 30—40 kA, forţele electrodinamice şi forţa de repulsie în contact au tendinţa de a deschide contactul şi deci de a-l supune tendinţei de sudură. Compensarea acestor eforturi se poate realiza cu dispozitivul din figura 9.31 *a* şi *b*. În schiţa *a*, contactele fixe *1* şi *2* prezintă articulaţiile O_1, O_2. Forţa de apăsare între contactele fixe *1*, *2* şi contactul mobil *3* este asigurată de reostatele *4*, *5*. Contactul mobil *3* este solidar cu mecanismul întreruptorului. La curenţi foarte mari forţa de repulsie în contacte tinde să anuleze forţa de apăsare a reostatelor *4*, *5*, dar forţele electrodinamice F_1 şi F_2 dezvoltate în piesele *1* şi *2* au tendinţa de a spori forţa de apăsare în contact.

Deci, forţele electrodinamice şi cele de repulsie în contacte sînt antagoniste, iar forţa de apăsare în contact variază puţin la apariţia curenţilor intenşi. În schiţa *b* din figura 9.31 forţele electrodinamice F_1 şi F_2 sînt intensificate prin formarea unui U de către calea de curent.

La întreruptoarele limitatoare este important ca forţele electrodinamice să acţioneze în sensul accelerării deschiderii contactului. În figura 9.31, *c* se schiţează dispoziţia contactelor aservite acestui scop, piesa mobilă *2* suportă contactul mobil *3*, care se aşază pe contactul fix *1*, prin intermediul resortului *4*. La depăşirea unei valori instantanee date a circuitului forţele electrodinamice anulează forţa resortului *4*. Este necesar ca mecanismul de declanşare să

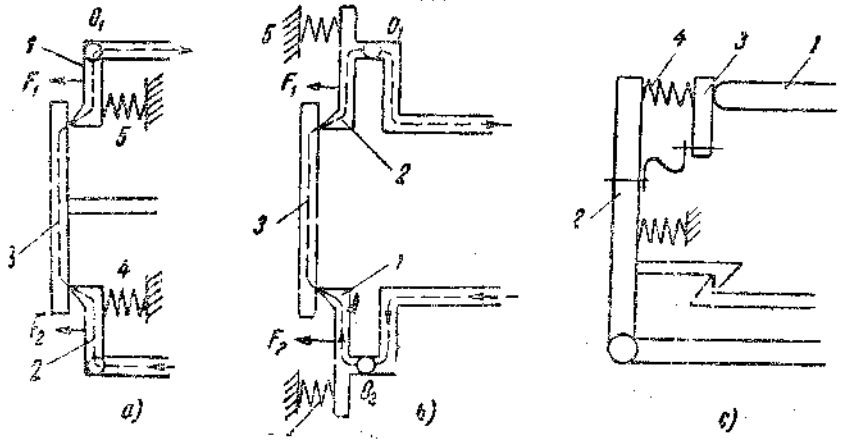


Fig. 9.31 Utilizarea forțelor electrodinamice și de strictiune în contacte.

elibereze piesa mobilă *2*, prin intermediul unui declanșator rapid, înainte ca valoarea instantanee a curentului să înceapă să scadă. Scăderea valorii instantanee a curentului micșorează forțele electrodinamice care acționează în sensul deschiderii contactului, iar contactele vin în atingere din nou. Dacă fenomenul se repetă de cîteva ori, există pericolul net al sudurii contactului, deoarece în momentul cînd curentul este maximum, rezistența de contact este maximă.

Contacte pentru preluarea arcului electric. Întreruptoarele care au de suportat la întrerupere curenți de ordinul 10—20 kA și mai mult, trebuie echipate cu contacte pentru preluarea arcului electric. În figura 9.32, *a* se arată că presiunea pe contactele de arc *3*, *4* este realizată cu ajutorul resortului *5*, plasat împreună cu contactul *4* pe contactul principal *2*. O asemenea dispoziție permite deschiderea mai întîi a contactului permanent *1*, *2* și apoi a contactelor de arc *3*,*4*.

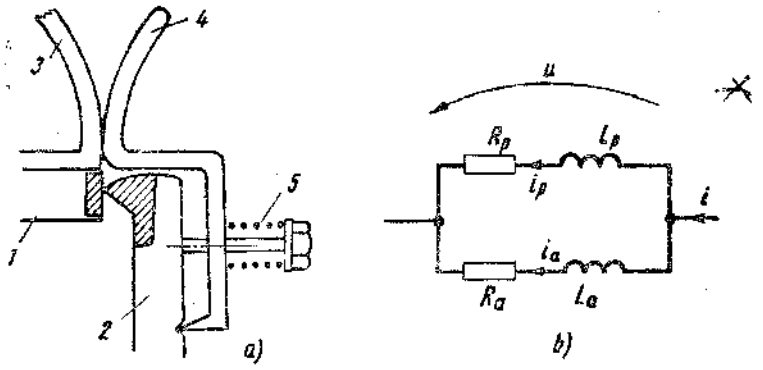


Fig. 9.32 Contactele principale și pentru prelucrarea arcului electric.

Contactele permanente se realizează din argint, iar cele care suportă arcul electric mai ales din cupru. La proiectarea contactelor se ține seamă de următoarele elemente funcționale :

În regim de durată, curentul derivat prin contactele care preiau arcul electric să fie redus în comparație cu cel care trece prin contactele principale la aproximativ 0,3 I_n. În acest scop se reglează forțele exercitate de resoarte și se aleg materiale corespunzătoare pentru contacte.

În regim tranzitoriu trebuie să se evite ca eforturile electrodinamice să deschidă mai întîi contactele de arc și apoi pe cele permanente. De asemenea este necesar ca inductivitățile ramurilor în paralel să fie cît mai reduse. În figura 9.32, *b* s-a reprezentat circuitul echivalent al ramurilor în paralel (contacte permanente și contacte de arc). Dacă se notează cu :

i — curentul total în contacte, presupus constant, pe un interval de timp scurt ;
i_p — curentul în contactele principale ;
i_a — curentul în contactele de arc ;
R_a, L_a — rezistența și inductivitatea în ramura contactelor de arc ;
R_p, L_p — rezistența și inductivitatea în ramura contactelor principale,

se poate scrie

$$u = R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} = R_p(i - i_a) + L_p \frac{di_a}{dt} \tag{9.23}$$

deoarece i_a este considerat constant pentru o durată mică.

$$u = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt}. \tag{9.24}$$

Din relațiile (9.23) și (9.24) rezultă

$$\frac{di_a}{dt}(L_p + L_a) = R_p(i - i_a) - R_a i_a$$

sau

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_p + L_a}[R_p i - (R_a + R_p) i_a], \tag{9.25}$$

unde $i > i_a$ și $R_p < R_a + R_p$, dar R_p are tendința de a se mări în timp ce R_a practic se conservă, pe un interval de timp scurt, la deplasarea contactului principal. În concluzie, pentru acest interval de timp cantitatea din paranteză este pozitivă.

Fără a se rezolva ecuația diferențială (9.25) se poate constata că variația în timp a curentului în contactele de arc, pe durata comutației curentului i_p din contactele permanente în contactele de arc, depinde de $L_p + L_a$. Cu cît inductivitățile L_a și L_p vor avea valori mai mari cu atît comutația va fi mai îngreuiată. Dacă L_a și L_p ating valori ridicate se poate întîmpla ca în momentul separării contactelor permanente să mai treacă un curent important, ceea ce conduce la formarea unui arc între aceste contacte. La aparate executate, curentul din contactele principale este 0,7—0,9 din curentul total.

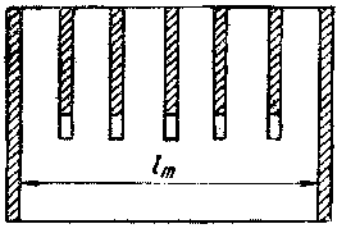


Fig. 9.33 Relativ la dimensionarea camerei de stingere.

Camerele de stingere. Întreruptoarele de putere sînt echipate cu camere de stingere de tipurile : deschisă, cu pene izolante, cu plăci metalice, cu bare metalice, şi eventuale combinaţii între aceste tipuri.

Camerele de stingere deschise au mai ales rolul de a împiedica formarea de arcuri electrice transversale (între faze, sau la pămînt). Arcul electric se deplasează în aer cu viteza de 50—100 m/s cînd este sub acţiunea suflajului magnetic. Stingerea arcului se produce prin răcirea lui la contactul cu aerul rece mereu proaspăt. Pentru electrozi de cupru şi argint există dependenţă între tensiunea necesară arderii arcului şi lungimea sa, stabilită de relaţia simplificată a lui Ayrton. Această relaţie este aplicabilă numai la întreruperea curentului continuu. La întreruperea curentului alternativ se fac aceleaşi consideraţii ca la camerele de stingere ale contactoarelor.

Camerele de stingere cu pene izolante se utilizează mai ales la aparatele de curent continuu, unde energia arcului este însemnată. Arcul electric este stins în contact cu pene ceramice aşezate transversal pe direcţia arcului. Pereţii laterali sînt din azbociment.

Camerele de stingere înguste se utilizează mai ales la întreruptoarele de curent alternativ capsulate. La această construcţie se urmăreşte ca arcul electric să nu iasă afară din camera de stingere. Pe măsură ce arcul electric este alungit camera de stingere se îngustează, iar arcul electric se răceşte în contact cu pereţii laterali ai camerei. Ca material rezistent la arcul electric se utilizează ceramica.

Camerele de stingere cu plăci metalice utilizează efectul de electrod pentru stingerea arcului electric. În locul plăcilor pot fi folosite şi bare metalice după cum s-a arătat în capitolul 6.

Ca indicaţie pentru dimensiunile camerei de stingere se poate utiliza tabela 9.5 şi figura 9.33. La calculul gradientului mediu se ia în considerare lungimea medie a arcului l_m, fără a se lua în considerare alungirea arcului datorită penelor. Datele sînt valabile pentru curenţi întrerupţi de ordinul 10^3—10^4 A.

TABELA 9.5

Valori medii ale gradienţilor arcului electric

Tipul camerei	Gradientul V/cm
Cameră cu pene	10—15
Cameră îngustă	20—25
Cameră cu plăci metalice	60

9.2.4. Întreruptoare de putere de curent alternativ

Întreruptoarele de curent alternativ sînt construite în variante destinate a îndeplini următoarele funcţiuni :

a — protecţia circuitelor de forţă ;
b — protecţia liniilor electrice ;
c — limitarea curenţilor de scurtcircuit ;
d — întreruperea ultrarapidă.

Variantele diferă între ele prin schemele electrice de comandă şi prin elemente constructive funcţionale.

Întreruptorul pentru protecţia circuitelor de forţă. În figura 9.34 se prezintă schema electrică a unui astfel de întreruptor, echipat cu declanşatoare termice pentru protecţie împotriva suprasarcinilor, cu declanşatoare electromagnetice, pentru protecţie împotriva scurtcircuitelor şi declanşator de tensiune nulă pentru protecţie împotriva scăderii tensiunii sub 0,7 U_n. Declanşatoarele termice şi electromagnetice sînt alimentate din secundarul transformatoarelor de intensitate.

Pentru a închide întreruptorul este necesar să se excite bobina electromagnetului *EM*, ceea ce se realizează prin conectarea contactorului *C* la sursa de curent alternativ, cu ajutorul butonului *I*. Contactele C_1 şi C_2 sînt contactele principale ale contactorului *C*, iar contactul C_3 este contactul de reţinere. După ce electromagnetul a atras armătura mobilă şi s-a zăvorît forţa resortului de declanşare, alimentarea bobinei electromagnetului este întreruptă de contactul cu întîrziere la închidere D_1, care este deschis prin deplasarea armăturii mobile a electromagnetului. Astfel se dezexcită bobina contactorului *C*, iar contactele C_1, C_2 şi C_3 se desfac. În cazul deconectării întreruptorului datorită unui

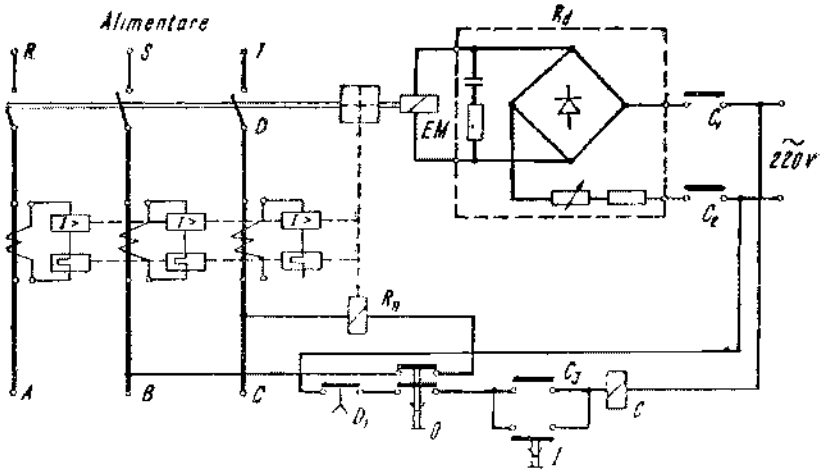


Fig. 9.34 Schema electrică a unui întreruptor de putere de 200-400 A.

scurtcircuit, nu este posibilă închiderea imediată pe scurtcircuit datorită contactului D_1, cu întîrziere la închidere, a cărui poziție deschis împiedică alimentarea bobinei contactorului C, la apăsarea pe butonul I. Declanșarea întreruptorului se produce cu ajutorul percutoarelor declanșatoarelor electromagnetice, termice și a declanșatorului de tensiune nulă R_n. Întreruperea se poate realiza în mod voit prin întreruperea excitației bobinei declanșatorului R_n de tensiune nulă, prin acționarea butonului O. Temporizarea la închidere a contactului D_1 se realizează cu ajutorul unui dispozitiv cu aer comprimat.

Întreruptorul pentru protecția liniilor electrice. În exploatarea acestui tip de întreruptor nu se admite declanșarea din cauza scăderii tensiunii de alimentare. În figura 9.35 se prezintă schema electrică a întreruptorului de 200—400 A, varianta pentru protecția liniilor.

Se poate observa că declanșatorul de tensiune nulă a fost înlocuit cu un declanșator cu curent de lucru, adică declanșarea are loc cînd bobina R_e a declanșatorului este parcursă de curent. În figura 9.36 se prezintă fotografia întreruptorului de 200—400 A, fabricat de întreprinderea Electroaparataj. Pe fotografie se pot recunoaște:

1 — mecanismul întreruptorului, cu acționare manuală și cu schema cinematică din figura 9.30;
2 — declanșatoarele termice și electromagnetice;
3 — camera de stingere;
4 — contact pentru preluarea arcului electric;
5 — declanșator de tensiune nulă;
6 — contacte auxiliare.

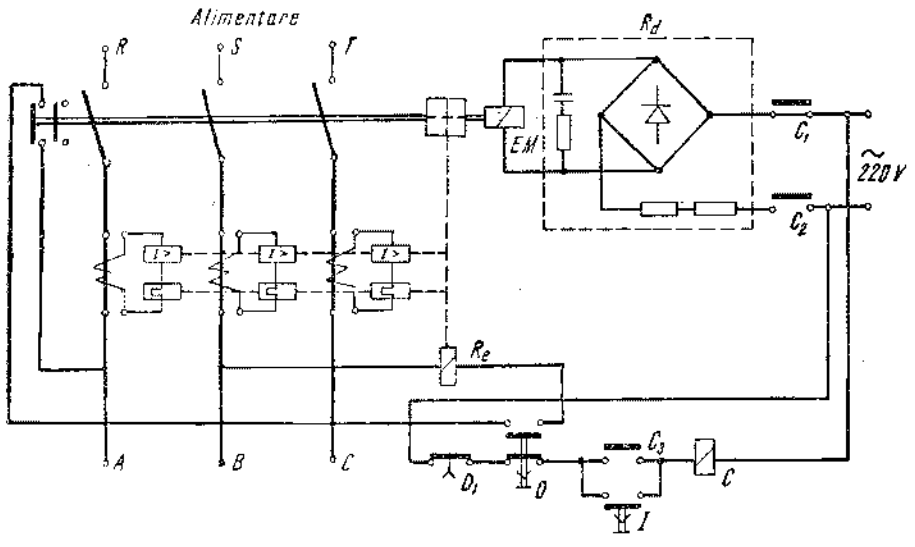


Fig. 9.35 Schema electrică a unui întreruptor de linie.

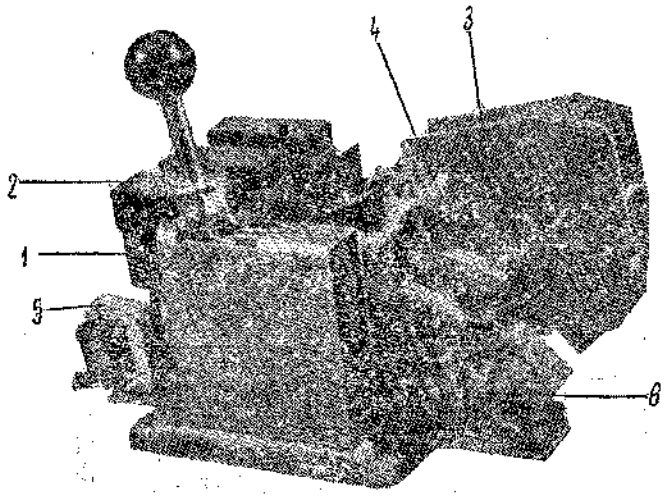


Fig. 9.36 Întreruptor de putere de 200-400 A.

Observații asupra principiilor constructive ale întreruptoarelor de putere de curent alternativ. Folosirea rațională a muncii impune fabricarea unui tip de întreruptor adaptabil la numeroase utilizări și capabil de a fi acționat în diverse moduri. Astfel o construcție de bază poate fi folosită în scopul deconectării motoarelor, transformatoarelor, condensatoarelor, liniilor electrice. În acest scop declanșatoarele termice și electromagnetice pot fi schimbate sau reglate pentru a servi scopului propus. Același aparat poate fi acționat manual, cu electromagnet, cu electromotor sau cu aer comprimat, după cum se dorește o acționare locală sau de la distanță. În figura 9.37 se prezintă o secțiune într-un întreruptor de 400 A (Siemens), în care se pot recunoaște următoarele elemente componente :

a — perete de tolă din oțel,
b — placă de bază,
c — element fix de contact,
d — element mobil de contact,
e — bornă superioară de racord,
f — bornă inferioară de racord,
g — declanșator termic temporizat,
h — declanșator electromagnetic,
i — camera de stingere,
k — manetă de acționare,
l — bloc de contacte auxiliare,
m — declanșator de tensiune.

În această construcție se remarcă formarea, în zona contactelor, a unui U, cu laturi apropiate și prelungite, în scopul dezvoltării unei forțe electrodinamice importante, care să împingă arcul electric în camera de stingere.

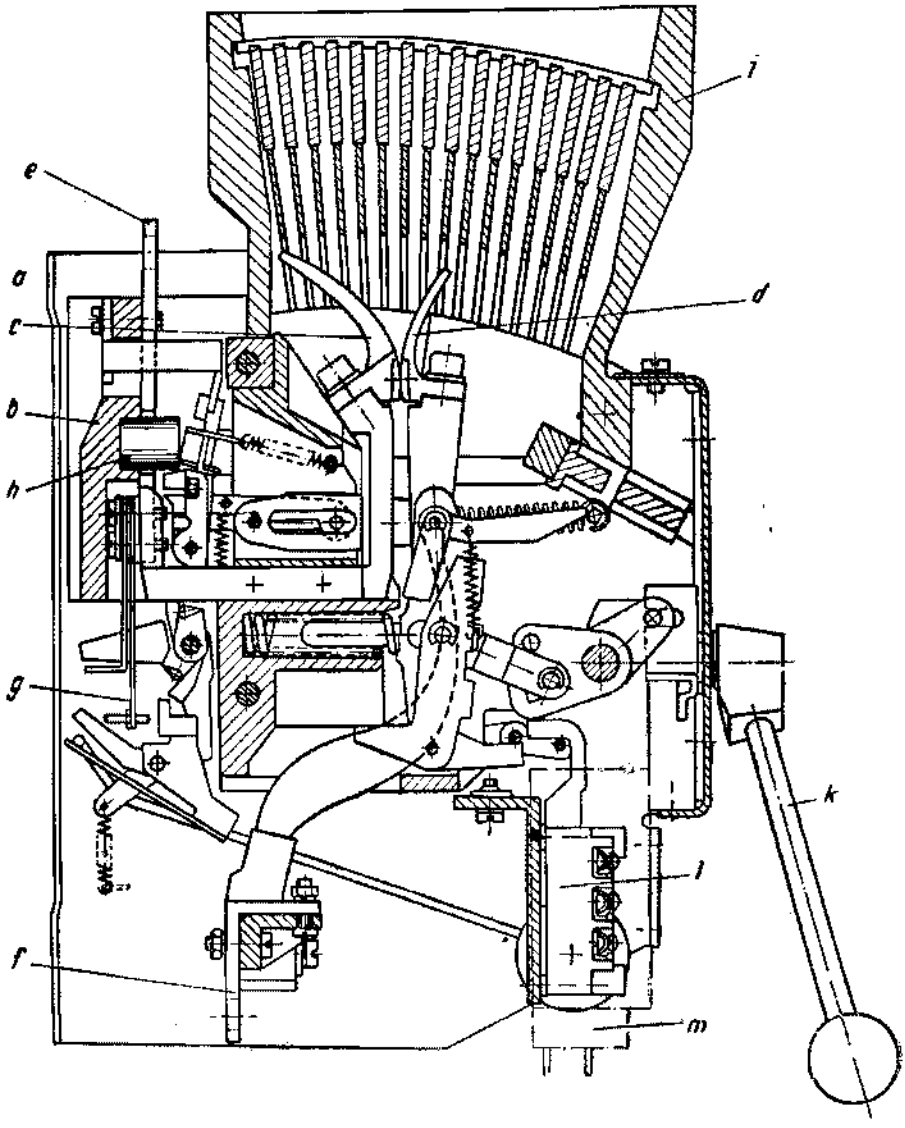


Fig. 9.37 Secțiune printr-un întreruptor de 400 A. (Siemens).

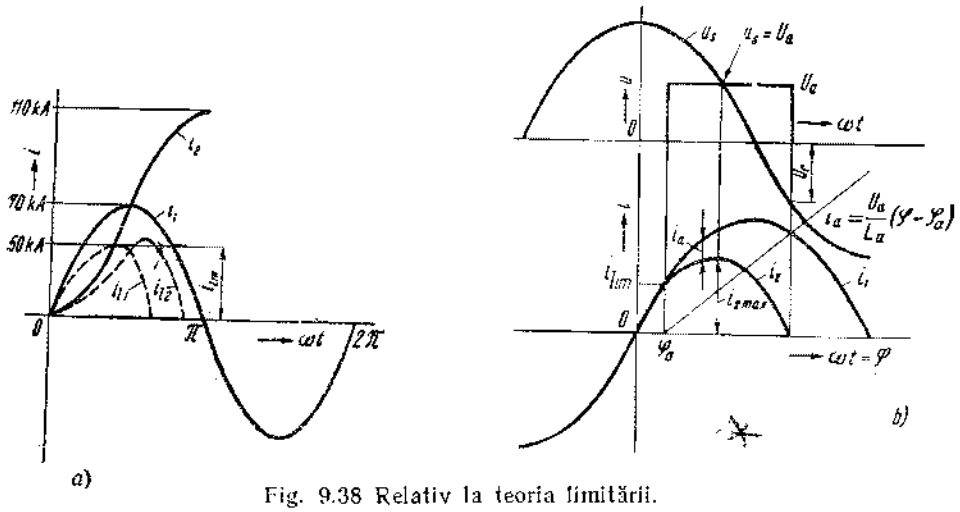


Fig. 9.38 Relativ la teoria limitării.

Întreruptorul limitator. În rețelele industriale cu curenți de scurtcircuit de ordinul 60—120 kA și curenți nominali de ordinul 500—2 000 A siguranțele fuzibile nu mai au efect limitativ. Este totuși important ca efectele curenților de scurtcircuit să fie reduse la minimum (eforturi, încălzire). Întreruptorul limitator îndeplinește funcția de limitare a valorii de vîrf a curentului.

Principiul de funcționare al unui asemenea întreruptor constă în diminuarea valorii de vîrf a curentului de scurtcircuit prin introducerea unei rezistențe mari a arcului electric, mult lungit în camera de stingere. Un declanșator rapid are rolul de a comanda separarea contactelor înainte de o nouă creștere a valorii instantanee a curentului. Accelerarea separației contactelor este posibilă prin utilizarea eforturilor electrodinamice și de repulsie a contactelor, după cum s-a arătat în capitolul 9.32. În figura 9.38, *a* se arată ca exemplu limitarea curenților de scurtcircuit simetric de la i_1=70 kA la i_1=50 kA și a curentului de scurtcircuit asimetric de la i_2=110 kA la i_2=60 kA. Odată cu limitarea curentului are loc și aducerea în fază a curentului cu tensiunea sursei, întocmai ca la întreruptoarele de medie tensiune cu stingere în aer și suflaj magnetic.

Un întreruptor limitator este în același timp și întreruptor ultrarapid și poate fi utilizat și la întreruperea curentului continuu, cu condiția adaptării unui declanșator corespunzător. La un întreruptor limitator ultrarapid de curent continuu sau alternativ nu se pune condiția trecerii prin zero a curentului pentru stingerea arcului electric, ci condiția de a realiza instabilitatea arcului electric. În adevăr, într-un circuit cu rezistența R și cu inductivitatea L, în care arcul electric are tensiunea u, iar tensiunea sursei este u_s se poate scrie

$$u_s = Ri + L\frac{di}{dt} + u. \qquad (9.26)$$

Pentru ca arcul electric să fie stins este necesar ca, la limită, creşterea curentului în timp să fie nulă, adică

$$L\frac{di}{dt}=u_s-(Ri+u)=0, \tag{9.27}$$

deci tensiunea arcului electric, plus căderea de tensiune în rezistenţă să fie egală cu tensiunea sursei. Această condiţie, se îndeplineşte pentru curentul limitat i_{lim}, în figura 9.38, *a*, realizînd o rezistenţă a arcului electric cît mai mare prin metodele: răcire în contact cu pereţii reci, alungire prin suflaj magnetic, creşterea căderii de tensiune la electrod.

Teoria limitării curentului este mai accesibilă dacă în relaţia 9.26 se fac ipotezele că tensiunea arcului electric este o constantă şi că rezistenţa R a circuitului este nulă. În adevăr, dacă se consideră ecuaţia arcului electric dată de Ayrton, pentru valori mari ale curenţilor, termenii care conţin pe i la numitor sînt neglijabili, iar expresia simplificată, pentru n intervale de arc se poate scrie

$$u=n\alpha+\gamma l=U_a=\text{const.} \tag{9.28}$$

cu condiţia ca lungimea arcului să fie o mărime constantă, adică arcul să fie alungit foarte repede şi să ardă pe aproape toată durata la lungimea finală l. Pe de altă parte se poate considera că regimul de scurtcircuit este practic inductiv. În aceste condiţii din relaţia (9.26), înainte de apariţia arcului electric, deci cînd $u=0$, rezultă

$$u_s=L\frac{di_1}{dt}, \tag{9.29}$$

unde cu i_1 s-a notat curentul de scurtcircuit în absenţa arcului electric. După apariţia arcului electric, apare tensiunea acestuia, considerată ca o mărime constantă, iar ecuaţia este

$$u_s-U_a=L\frac{di_2}{dt}, \tag{9.30}$$

unde cu i_2 s-a notat curentul limitat adică în prezenţa tensiunii arcului electric. Prin scăderea ecuaţiilor (9.29) şi (9.30) se obţine

$$U_a=L\left(\frac{di_1}{dt}-\frac{di_2}{dt}\right)=L\frac{d}{dt}(i_1-i_2)=L\frac{di_a}{dt}, \tag{9.31}$$

unde i_a este un curent fictiv denumit curentul arcului electric

$$i_a=i_1-i_2. \tag{9.32}$$

Curentul i_a apare în momentul t_a al apariţiei arcului electric, iar înainte de acest moment el este nul. Prin integrarea ecuaţiei (9.31) în limitele t_a şi t se obţine

$$\int_0^{i_a} di_a=\frac{U_a}{L}\int_{t_a}^{t} dt,$$

sau

$$i_a = \frac{U_a}{L}(t - t_a). \tag{9.33}$$

Dacă se notează $\varphi = \omega t$ rezultă $t = \frac{\varphi}{\omega}$; $t_a = \frac{\varphi_a}{\omega}$, iar ecuația (9.33) se scrie

$$i_a = \frac{U_a}{L\omega}(\varphi - \varphi_a) \tag{9.34}$$

și reprezintă ecuația unei drepte care intersectează axa absciselor în punctul $\varphi = \varphi_a$. Pentru $\varphi > \varphi_a$, i_a este pozitiv și conform relației (9.32) curentul i_2 este mai mic decît curentul i_1, adică se produce *efectul de limitare a curentului*. Valoarea maximă a curentului limitat are loc pentru $di_2/dt = 0$, în relația (9.30), adică pentru $U_a = u_s$. Curentul limitat se anulează pentru $i_a = i_1$ sau

$$\frac{U_a}{L\omega}(\varphi - \varphi_a) = i_1. \tag{9.35}$$

În figura 9.38, *b*, s-au reprezentat mărimile ce intervin la limitarea curentului conform ecuațiilor (9.33), (9.34), (9.35). Curentul limitat i_2 atinge valoarea maximă înaintea curentului nelimitat i_1 și trece prin valoarea zero înaintea curentului nelimitat. Ca urmare, chiar dacă regimul de scurtcircuit fără arc electric este pur inductiv, din cauza efectului de limitare la trecerea curentului i_2 prin zero, tensiunea de restabilire u_r, are o valoare mult mai mică decît valoarea de vîrf a tensiunii sursei, cum se arată în figura 9.38. Raționamentele pentru ilustrarea procesului de limitare au fost făcute pentru un curent de scurtcircuit simetric, dar ele sînt valabile și pentru un scurtcircuit asimetric.

În figura 9.39 s-a reprezentat schematic o secțiune printr-un întreruptor limitator de construcție Delle. Se poate observa că traseul căii de curent formează un U, ceea ce favorizează formarea forțelor electrodinamice. De asemenea se poate recunoaște elementul elastic, un resort, al contactului mobil, care determină apariția rapidă a arcului electric. Funcționarea aparatului rezultă direct din urmărirea reperelor pe desen.

În figura 9.40 s-au reprezentat curbele:

1 — timpul de apariție al arcului electric sub acțiunea declanșatorului electromagnetic;

2 — timpul de apariție al arcului electric sub acțiunea forței de repulsie a contactelor;

3 — timpul de acționare al declanșatorului electromagnetic ultrarapid.

Un întreruptor limitator este echipat și cu declanșator termic pentru a asigura protecția instalației la suprasarcini reduse.

În figura 9.41 se arată caracteristica de protecție a timpului de declanșare t în funcție de raportul curenților de scurtcircuit și nominal I_{scef}/I_{nef}, la scurtcircuit asimetric. Protecția este asigurată de următoarele curbe:

A — a declanșatorului termic;

B — a declanșatorului ultrarapid;

C — a forței electrodinamice și de repulsie în contacte.

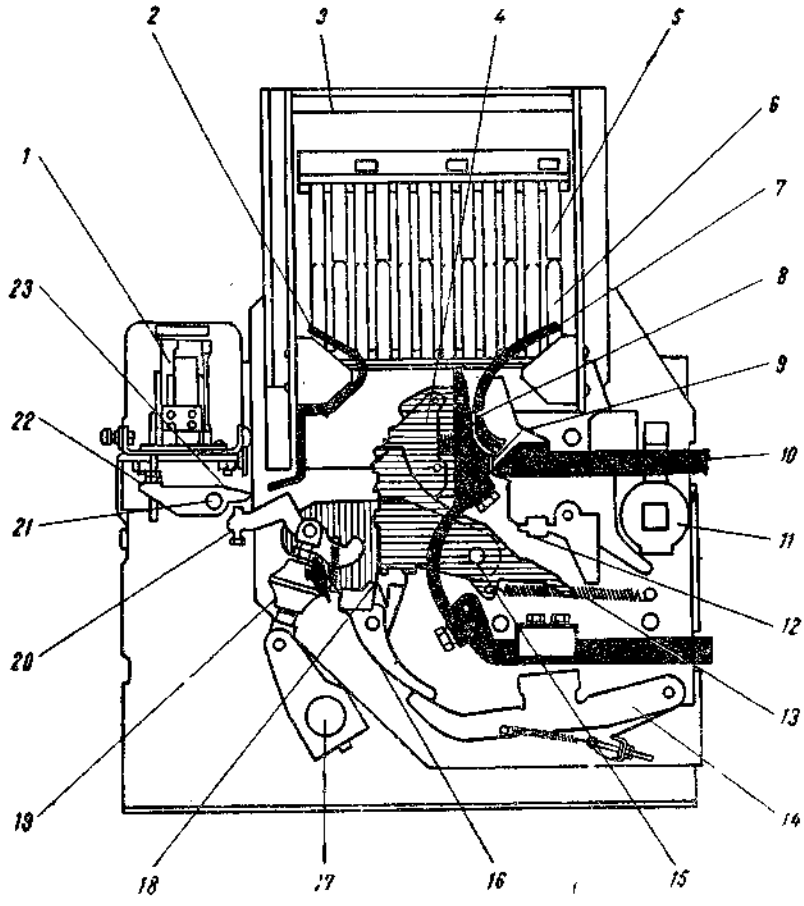


Fig. 9.39 Schița întreruptorului limitator Delle:

1 — declanșator termic și magnetic ; *2* — rampă ; *3* — răcitor de gaze ; *4* — suportul contactelor mobile ; *5* — element refractar ; *6* — placă metalică ; *7* — rampă ; *8* — contact de arc electric ; *9* — contact principal ; *10* — bornă ; *11* — reductor de curent ; *12* — amortizor ; *13* — resort antagonist ; *14* — declanșator ultrarapid ; *15* — ax de rotație al suportului *4* ; *16* — pîrghie de declanșare ; *17* — axul principal ; *18* — clichet ; *19* — bielă izolantă ; *20* — pîrghie basculantă ; *21* — mecanism pentru declanșare ; *22, 23* — manivele de declanșare.

Efectul limitativ este arătat în diagramele din figura 9.42, unde s-a reprezentat curentul de vîrf limitat I în funcție de curentul de scurtcircuit I_{sc}, luînd ca parametru curentul nominal al aparatului.

Observație. Întreruptorul limitator poate asigura prima treaptă de protecție a unui sistem de protecție selectivă. Treptele următoare urmează a fi reglate la intensități mai mari și la durate mai mari de declanșare. O diferență între două temporizări de 0,5 s este necesară pentru a face față dispersiei declanșărilor și deci pentru a elimina declanșările intempestive

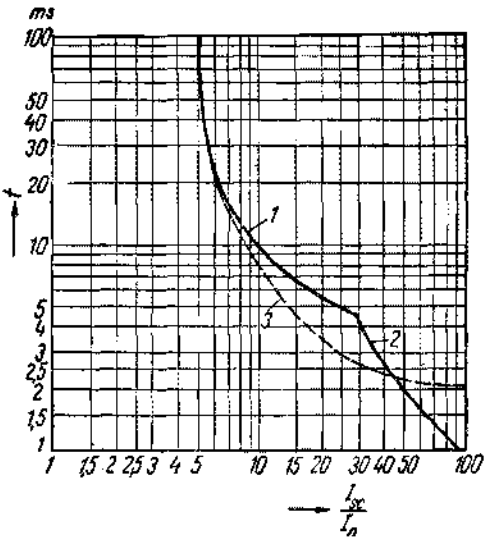


Fig. 9.40 Timpul de apariție al arcului electric.

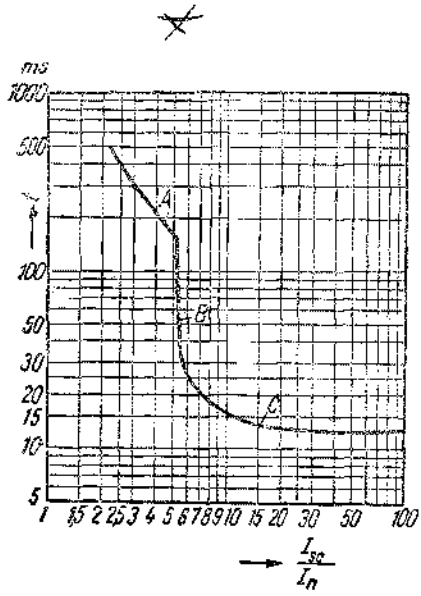


Fig. 9.41 Caracteristica de protecție.

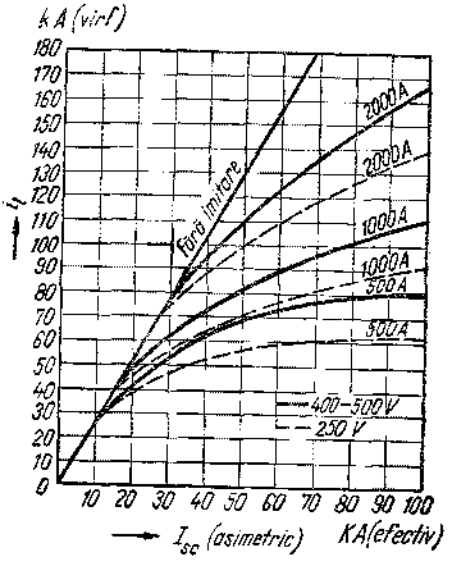


Fig. 9.42 Efectul de limitare.

Întreruptoare ultrarapide de curent alternativ. Se consideră că un întreruptor este ultrarapid dacă durata de acționare, adică timpul scurs între momentul apariției defectului pînă în momentul stingerii arcului electric, este de ordinul 3—15 ms. Din acest punct de vedere întreruptorul limitator este în același timp și ultrarapid. Întreruptoarele ultrarapide sînt prevăzute cu dispozitive de zăvorîre și declanșatoare, capabile să realizeze durate reduse de declanșare.

Dispozitive de zăvorîre la întreruptoare limitatoare și ultrarapide. La aceste întreruptoare de valori ale curentului nominal 500—5 000 A, forța de declanșare necesară dezvoltării forței de acționare este de cîteva tone forță. Piesele în deplasare trebuie să aibă o masă cît mai mică, iar frecările trebuie reduse la minimum. În figura 9.43 se arată principalele zăvoare ale mecanismului întreruptorului, după cum urmează :

a — semiax, cu mișcare de rotație și montaj pe rulmenți ;
b — genunchi cu axe pe rulmenți ;
c — pîrghii cu role și axe pe rulmenți ;
d — role excentrice de diametre diferite ;

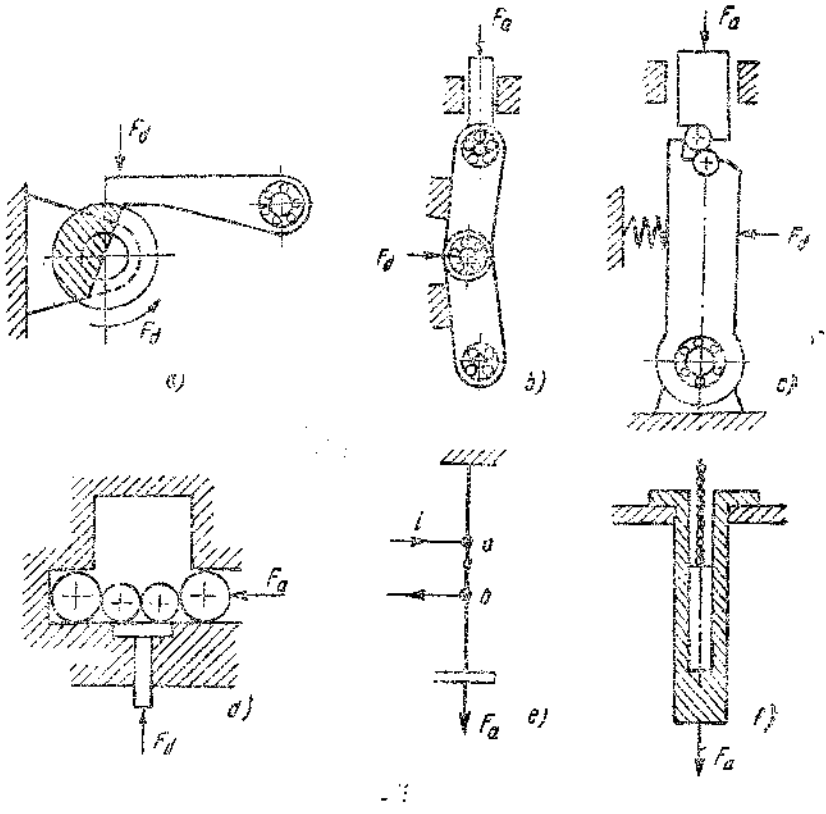


Fig. 9.43 Dispozitiv de zăvorîre la întreruptoarele ultrarapide.

e — fir fuzibil ; la trecerea unui impuls de curent firul se topește întocmai ca fuzibilul unei siguranțe ;

f — cartuș explozibil care distruge mecanic o bară metalică. Cartușul este explodat cu ajutorul unui fir incandescent, la trecerea unui impuls de curent.

Cu F_a și F_d s-au notat forța de acționare, respectiv forța de declanșare.

Declanșatoarele întreruptoarelor ultrarapide. În figura 9.44 se indică principalele declanșatoare utilizate în construcția întreruptoarelor ultrarapide astfel :

a — Declanșator cu electromagnet de reținere, studiat în capitolul 3. La o variație redusă a curentului de excitație se obține o variație mare a forței de atracție a electromagnetului.

b — Declanșator cu magnet permanent. Magnetul permanent *1* are un puternic flux de dispersie, aproximativ 90%, din fluxul total pentru a nu se demagnetiza sub acțiunea cîmpului magnetic de excitație. Aproximativ 10% din fluxul magnetului permanent este util și trece prin armătura mobilă *3*, după ce a parcurs pe fiecare latură a piesei două istmuri determinate de golul în care se prevede bobina de excitație *2*. În lipsa unui curent de excitație (de comandă) cele două istmuri sînt, ca stare magnetică, în apropiere de saturație. La apariția curentului de excitație, acesta determină saturația rapidă a unui istm, în care cîmpul magnetic al magnetului permanent și cel de excitație au același sens și demagnetizarea și excitația pînă la saturație în sens contrar în celălalt istm. În acest mod, reluctanța magnetică corespunzătoare a fluxului util al magnetului permanent crește foarte mult, iar fluxul în armătura mobilă *3* este practic nul. Armătura *3* se va deschide sub acțiunea resortului *4*.

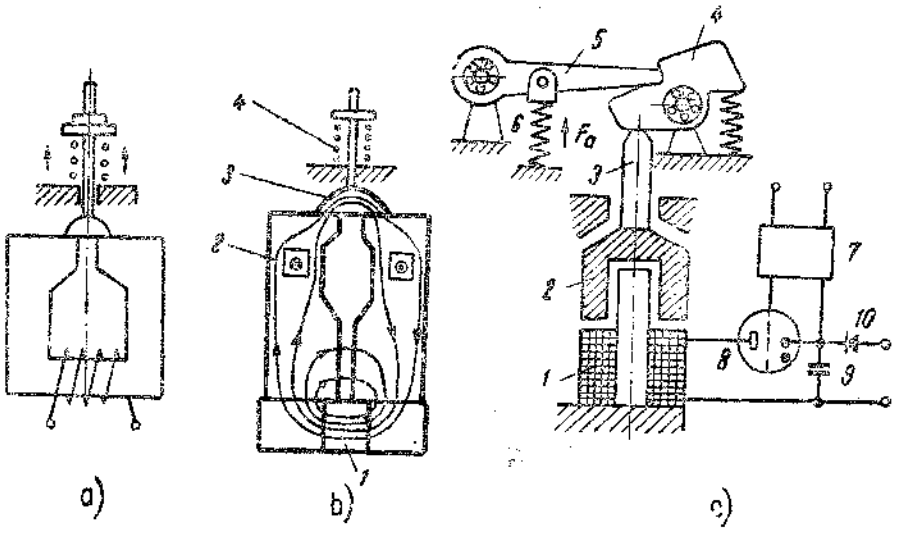


Fig. 9.44 Declanșatoare la întreruptoare ultrarapide.

c — Declanşator electrodinamic. Bobina *1* este excitată de un curent de impuls, produs de descărcarea condensatorului *C* prin tiratronul *8*. Acesta primeşte semnalul de declanşare de la dispozitivul *7*, sensibil la variaţia curentului principal. În faţa bobinei *1* se află un inel metalic (de aluminiu) în care se induc curenţi de sens contrar cu curentul bobinei *1*. Forţa electrodinamică între cele două bobine este apreciabilă (pînă la 5 tf) şi poate deszăvori zăvorul *4*. Astfel se eliberează forţa resortului de declanşare *6*, care acţionează asupra pîrghiei *5*.

Observaţie. Declanşatoarele descrise pot intra atît în construcţia întreruptoarelor de curent alternativ cît şi a celor de curent continuu.

Întreruptorul ultrarapid cu cartuş exploziv Calor Emag este schiţat în figura 9.45. Calea de curent, între bornele *A* şi *B*, se realizează prin intermediul contactelor principale *1*, *2*, punţile *3* şi resoartele *4*. În poziţia închis axul elastic *8* este menţinut torsionat de către pîrghia *5*, care conţine cartuşul explozibil *6*. La primirea unui impuls de curent de către cartuş, acesta explodează şi, prin ruperea pîrghiei *5*, se eliberează energia acumulată în bara de torsiune *8*. Imediat după deschiderea contactelor principale *1*, *2*, se deschide contactul de arc electric *7*, iar arcul electric este împins într-o cameră de stingere. Un asemenea dispozitiv are un timp de acţionare scurs între momentul apariţiei impulsului şi momentul limitării curentului, de circa 1,2 ms.

Cartuşul exploziv poate fi utilizat şi pentru limitarea curentului în instalaţiile de curent alternativ, ca în figura 9.46. Curentul *i* este supravegheat cu ajutorul transformatoarelor de curent T_1 şi T_2. Fiecare din aceste două transformatoare posedă o înfăşurare de premagnetizare *a* şi o înfăşurare secundară *b* în afară de înfăşurarea primară. Premagnetizările date de curentul *i* sînt de sens contrar în cele două transformatoare T_1 şi T_2, ceea ce permite ca sistemul să fie sensibil la ambele semiperioade ale curentului electric. În principiu, dacă semnul solenaţiei date de curentul i_p este acelaşi cu al solenaţiei dată de curentul controlat *i*, în înfăşurarea *b* nu se va induce un curent, întrucît transformatorul rămîne saturat. Dacă însă cele două solenaţii au semne diferite se anulează

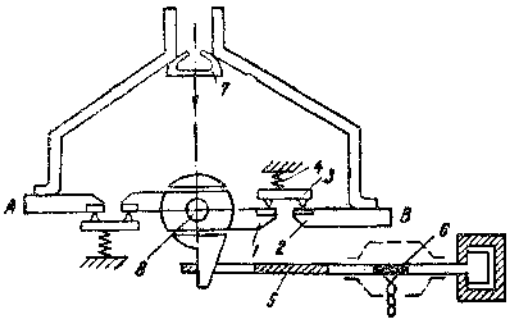


Fig. 9.45 Întreruptor ultrarapid Calor Emag.

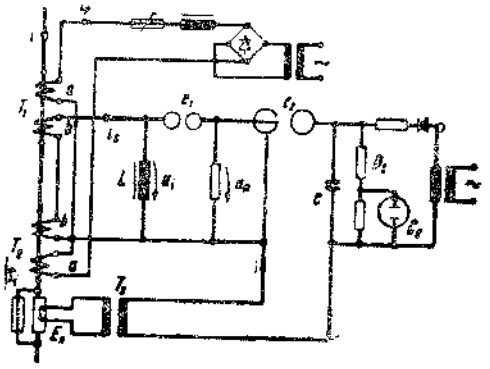


Fig. 9.46 Întreruptor ultrarapid de c.a, Calor Emag.

parțial premagnetizarea transformatorului, iar la bornele înfășurării b rezultă o tensiune indusă, care determină trecerea curentului i, prin inductivitatea L. Valoarea tensiunii induse este

$$u_L = nA_f \frac{dB}{dt} = L \frac{di_s}{dt}, \tag{9.36}$$

unde : n este numărul de spire din secundarul transformatorului T_1, respectiv T_2 ;
A_f — aria secțiunii transversale a miezului de fier ;
L — inductivitatea sarcinii secundare.

Deoarece dB/dt depinde de viteza de creștere a curentului controlat, rezultă că și u_L depinde de aceeași viteză, adică cu cît panta di/dt a curentului controlat este mai mare cu atît tensiunea u_L este mai mare. Impulsul de curent în elementul explozibil E_x este dat de descărcarea condensatorului C pe primarul transformatorului T_3, descărcare provocată de eclatorul cu triger e_2, care la rîndul său este comandat de apariția tensiunii u_R, la bornele rezistenței R. Tensiunea U_R apare prin amorsarea eclatorului e_1, care este supus tensiunii U_L. Deoarece elementul explozibil E_x nu are capacitate de rupere, în paralel cu acesta se conectează o siguranță fuzibilă limitatoare. O asemenea instalație de limitare a curentului poate funcționa în instalații de înaltă tensiune de 20 kV. Spre deosebire de procesul fizic, la întreruptorul limitator normal, care se bazează pe creșterea tensiunii arcului electric, la întreruptorul limitator cu cartuș explozibil acest proces este determinat de fuziunea unei siguranțe fuzibile, conectată în paralel pe cartușul explozibil.

9.2.5. Întreruptoare ultrarapide de curent continuu

Această categorie de întreruptoare s-a dezvoltat mai ales pentru protecția surselor de curent continuu împotriva efectelor termice ale curenților de scurtcircuit. În adevăr, atît redresoarele cu vapori de mercur cît mai ales dispozitivele semiconductoare au o capacitate termică redusă, astfel încît pentru a nu depăși temperaturile admisibile, durata de acționare trebuie să fie extrem de redusă. În mod practic această durată la întreruptoarele ultrarapide este de 3—10 ms. În construcția întreruptoarelor de curent continuu dispozitivul de suflaj magnetic apare din necesitatea de a se introduce arcul electric în camera de stingere.

Întreruptorul ultrarapid pentru curent direct. Ca tip reprezentativ pentru acest întreruptor s-a ales construcția GEARAPID H, AEG, care funcționează pe principiul declanșatorului cu electromagnet de reținere, după cum se vede în figura 9.47, *a*.

Pe armătura fixă *1* a electromagnetului de reținere este plasată bobina *2* excitată cu curent continuu constant, care produce fluxul magnetic Φ_r.

Șuntul magnetic al electromagnetului este parcurs de fluxul $\Phi_d = \Phi_{d_1} + \Phi_{d_2}$ produs de curentul i_2, care constituie o fracțiune din curentul total i suprave-

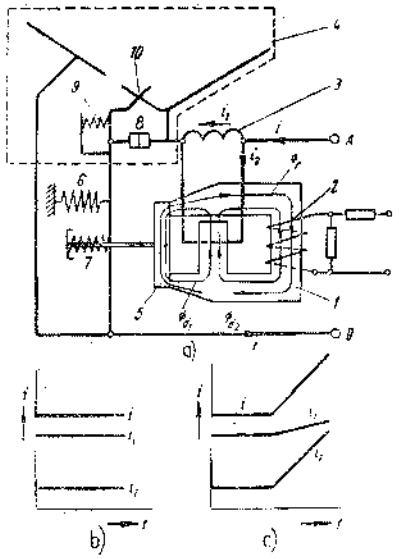


Fig. 9.47 Întreruptor ultrarapid de curent continuu (direct).

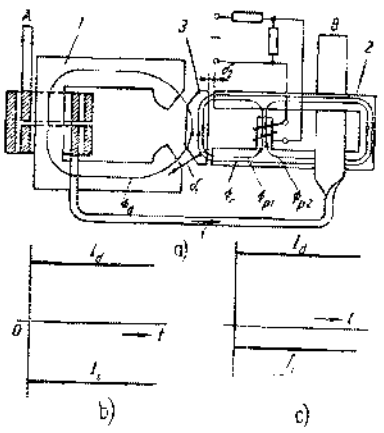


Fig. 9.48 Întreruptor ultrarapid de curent continuu, sensibilizat pentru curent invers.

gheat. În adevăr, acest curent este egal cu suma între curentul i_2 care excită şuntul magnetic şi curentul i_1 care parcurge bobina de suflaj *3*, care determină introducerea arcului electric în camera de stingere *4*. În regim normal de funcţionare

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R_2}{R_1} \tag{9.37}$$

unde R_2 este rezistenţa căii în derivaţie, parcursă de curentul i_2, iar R_1 este rezistenţa bobinei de suflaj. Valorile curenţilor, în regim normal de funcţionare sînt reprezentate calitativ în figura 9.47, *b*. În armătura mobilă *5* a electromagnetului fluxurile Φ_r şi Φd_1 sînt antagoniste, dar $\Phi_r > \Phi d_1$ iar armătura rămîne atrasă deşi resortul *6* are tendinţa de a o desprinde. Resortul *7* asigură presiunea pe contactele principale *8*, iar resortul 9 asigură presiunea pe contactele *10*, care preiau arcul electric.

La apariţia curentului de scurtcircuit i, acesta creşte rapid, dar acestei creşteri îi corespunde o variaţie mică a curentului i_1 şi o variaţie mare a curentului i_2. În adevăr, în acest regim tranzitoriu se poate face abstracţie de rezistenţa căilor de curent în paralel, iar ecuaţiile circuitului sînt

$$i = i_1 + i_2 \tag{9.38}$$

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = L_2 \frac{di_2}{dt}. \tag{9.39}$$

Prin derivarea ecuației (9.38) se obține

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt}; \tag{9.40}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{di_1}{dt}\left(1 + \frac{L_1}{L_2}\right) = \frac{di_2}{dt}\left(1 + \frac{L_2}{L_1}\right)$$

iar în final

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{di_1}{dt}\,\frac{1+\dfrac{L_1}{L_2}}{1+\dfrac{L_2}{L_1}} = \frac{di_1}{dt}\,k. \tag{9.41}$$

În relația (9.41) L_1 este inductivitatea bobinei de suflaj, iar L_2 este inductivitatea conductorului în paralel pe bobina de suflaj. Deoarece $L_1 \gg L_2$ rezultă că $\frac{L_1}{L_2} > 1$ și $\frac{L_2}{L_1} < 1$, iar $k \gg 1$. Deci, în aceste condiții, variația de curent în conductorul parcurs de curentul i_2 este mult mai importantă decît cea din bobina de suflaj. În mod corespunzător va rezulta o creștere importantă a fluxului magnetic Φ_{d_1} iar valoarea $\Phi_r - \Phi_{d_1}$ diminuează și se anulează. Ca urmare armătura *5* este eliberată sub acțiunea resortului antagonist *6*, iar aparatul deconectează.

Întreruptorul ultrarapid pentru curent invers. Acest aparat este util în instalațiile cu ventile redresoare, pentru a deconecta instalația la apariția conducției inverse în ventil. În figura 9.48, *a* se reprezintă schematic întreruptorul GEA-RAPID S, AEG, care funcționează pe principiul electromagnetului de reținere. Armătura mobilă *3* se găsește sub influența fluxurilor magnetice care parcurg armăturile fixe *1* și *2*. Fluxul Φ_d este produs de curentul supravegheat *i*, care parcurge bobina plasată pe armătura *1*, iar fluxul Φ_r este parcurs de curentul care parcurge o singură bară plasată în fereastra armăturii *2*, bară parcursă tot de curentul *i*. În regim normal de funcționare armătura mobilă este lipită de armătura *2*, iar contactele întreruptorului, solidare cu armătura mobilă *3*, sînt stabilite. Armătura *1* are secțiune transversală relativ mare, astfel că circuitul magnetic nu se saturează, în timp ce armătura *2* are secțiune relativ mică cu circuitul magnetic saturat. Fluxul Φ_d în armătura mobilă este relativ mic deoarece întrefierul δ_1 este mare, în timp ce fluxul Φ_r în aceeași armătură este mare, deoarece întrefierul δ_2 este minimal. În armătură fluxurile Φ_d și Φ_r sînt antagoniste dar $\Phi_r > \Phi_d$ și deci armătura *3* rămîne atrasă de jugul *2*.

O variantă a construcției nu prevede excitație pe șuntul magnetic al armăturii *2*. Pentru această variantă curenții de declanșare atît pentru sensul direct cît și pentru cel invers sînt egali, așa cum se arată în figura 9.48, *b*. Declanșarea aparatului se produce la creșterea curentului *i*, ceea ce determină o creștere proporțională a valorilor fluxului Φ_d (armătura *1* este nesaturată), dar o menținere a valorii fluxului Φ_r (armătura *2* este saturată). În acest mod armătura *3* se desprinde de jugul *2* și se alătură de jugul *1*.

Pentru a sensibiliza aparatul la curentul invers și deci a-l polariza, se excită șuntul magnetic al armăturii *2* cu curent continuu. Fluxul astfel produs este

$\Phi_p=\Phi_{p_1}+\Phi_{p_2}$. Pentru curentul invers fluxul Φ_{p_1} este în același sens cu fluxul Φ_d, ceea ce va determina declanșarea aparatului la un curent I_i mai mic decît în situația aparatului nepolarizat, iar pentru curent direct rezultă un curent direct I_d ceva mai mare decît în cazul aparatului nepolarizat, după cum se indică în figura 9.48, *c*. La construcțiile uzuale, pentru curenți nominali între 1 000 și 6 000 A, raportul Id/I_i este cuprins între 1/3 și 1/5.

Întreruptoarele ultrarapide sînt caracterizate de un curent static i_{st} de declanșare, corespunzător unei creșteri lente a curentului, care are o valoare mai mare decît a curentului nominal cu 20—30%. Relația între curentul i_{dc} în momentul deschiderii contactului, curentul nominal I_n, curentul static de declanșare i_{st}, viteza de creștere a curentului în circuit și timpul t_p scurs între valorile I_{st} și I_{dc} este

$$i_{dc}-I_n\approx I_{st}-I_n+\left(\frac{di}{dt}\right)_{t=0}t_p. \qquad (9.42)$$

În figura 9.49 sînt reprezentate schematic diagramele curentului i în concordanță cu relația (9.42), tensiunii arcului u, la deconectare.

Durata prearc t_p la întreruptoarele ultrarapide este cuprinsă între 1,5 ms și 6 ms pentru aparate cu valori nominale ale curentului cuprinse între 300 A și 6 000 A. Durata totală t_i de declanșare care cuprinde durata prearc t_p și durata arcului electric t_a este de 12—25 ms.

Curentul limitat i_{lim} de întreruptoarele ultrarapide este de ordinul (3—4) I_n și este o funcție de panta curentului $\frac{di}{dt}$, valoarea statică I_{st} a curentului de declanșare, tensiunea nominală și construcția camerei de stingere. Forma tensiunii de ardere u depinde de viteza de introducere a arcului în camera de stingere.

Calculul preliminar al procesului de comutație la întreruptoarele ultrarapide de curent continuu. La aparatele de curent continuu stingerea arcului electric se realizează în camera de stingere cu pereți reci și șicane, unde arcul electric este introdus și apoi întins cu ajutorul suflajului magnetic. Prin

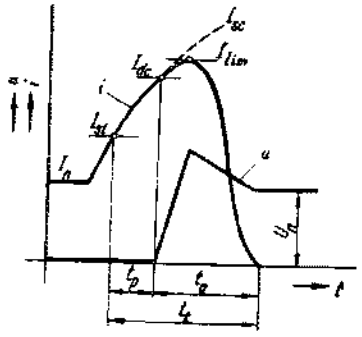


Fig. 9.49 Diagrame reprezentative la deconectare.

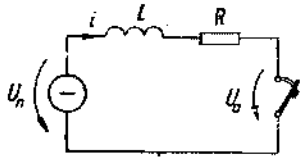


Fig. 9.50 Circuitul de curent continuu la deconectare.

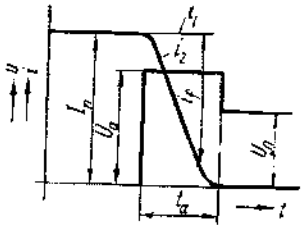


Fig. 9.51 Diagramele întreruperii curentului nominal.

lungirea şi răcirea arcului electric tensiunea de ardere a acestuia creşte apreciabil şi se creează astfel condiţii de instabilitate în arderea arcului electric.

La o dimensionare preliminară a camerei de stingere este necesar a se cunoaşte valoarea tensiunii arcului electric şi durata acestei tensiuni, astfel încît stingerea să se efectueze într-un timp predeterminat. Tratarea acestei probleme, sub un aspect general, este indicată la capitolul 6.4, unde rezolvarea se efectuează pe cale grafo-analitică.

În cadrul tratării specifice a întreruptorului ultrarapid se dezvoltă metode analitice, în ideea că tensiunea arcului electric poate fi reprezentată prin funcţii simple de timp.

În decursul funcţionării unui întreruptor se pot ivi două cazuri reprezentative şi anume:

a. Întreruperea curentului nominal.

b. Întreruperea curentului de scurtcircuit.

Întreruperea curentului nominal. În figura 9.50 s-a reprezentat circuitul echivalent, în care R şi L reprezintă rezistenţa şi inductivitatea cumulată în linia de alimentare şi în receptor. În figura 9.51 s-au reprezentat diagramele curentului, care trece prin întreruptor şi tensiunea la bornele întreruptorului. În absenţa arcului electric, cu întreruptorul închis, este valabilă ecuaţia

$$U_n = Ri_1 + L\frac{di_1}{dt}. \tag{9.43}$$

După ce aparatul se deschide se formează arcul electric, a cărui tensiune U_a se admite constantă pe toată durata arcului electric. În acest caz ecuaţia de funcţionare a circuitului este

$$U_n = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + U_a. \tag{9.44}$$

Prin scăderea relaţiei (9.43) din (9.44) se obţine

$$U_a = R(i_1 - i_2) + L\frac{d}{dt}(i_1 - i_2). \tag{9.45}$$

Se notează

$$i_f = i_1 - i_2. \tag{9.46}$$

Se constată că i_f este un curent fictiv a cărui introducere se justifică pentru simplificarea calculelor. În aceste condiţii ecuaţia (9.45) devine

$$U_a = Ri_f + L\frac{di_f}{dt} \tag{9.47}$$

cu soluţia

$$i_f = \frac{U_a}{R}\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{9.48}$$

unde $T=L/R$ este constanta de timp a circuitului. Din relația (9.46) interesează

$$i_2=i_1-i_f=I_n-I_f\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{9.49}$$

unde s-a notat :

$i_1 = I_n$, curentul nominal (în regim permanent);

$I_f=\frac{U_a}{R}$, curentul fictiv produs de tensiune egală cu tensiunea arcului electric, în regim permanent. Durata arcului electric t_a se obține din relația (9.49), în care $i_2=0$ sau $i_1=i_f$, adică

$$t_a=T\ \ln\frac{I_f}{I_f-I_n}=T\ln\frac{1}{1-U_n/U_a}. \tag{9.50}$$

Relația (9.50) arată că pentru un circuit cu constantă de timp T dată, dacă se impune durata t_a a arcului electric, tensiunea arcului electric trebuie să aibă o valoare bine determinată, a cărui valoare este

$$U_a=\frac{U_n}{\left(1-e^{-\frac{t_a}{T}}\right)}. \tag{9.51}$$

Întreruperea curentului de scurtcircuit. În figura 9.52, *a* se indică schema circuitului electric, în care inductivitatea L_1 și rezistența R_1 aparțin liniei, iar inductivitatea L_2 și rezistența R_2 aparțin receptorului. La apariția scurtcircuitului, între punctele *m* și *n* curentul trece de la valoarea I_n la valoarea i_1 în absența arcului electric și la valoarea i_2 în prezența arcului electric. Arcul electric apare după timpul t_1 de la producerea scurtcircuitului. Acest timp este o funcție de sensibilitatea declanșatorului.

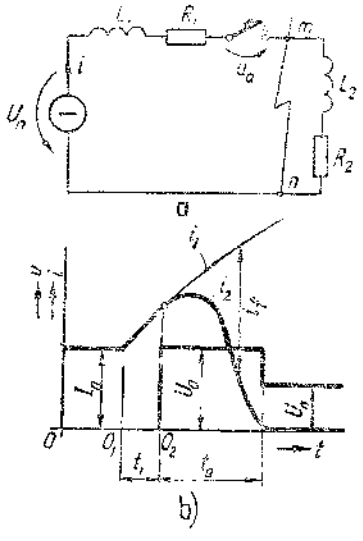


Fig. 9.52 Diagramele întreruperii curentului de scurtcircuit.

În regim de scurtcircuit, dar în absența arcului electric ecuația de funcționare a circuitului este

$$U_n=R_1 i_1+L_1\frac{di_1}{dt}. \tag{9.52}$$

În prezența scurtcircuitului și în prezența arcului electric ecuația de funcționare este

$$U_n=R_1 i_2+L_1\frac{di_2}{dt}+U_a. \tag{9.53}$$

Prin scăderea ecuației (9.53) din (9.52) se obține

$$U_a = R_1(i_1 - i_2) + L_1 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_1 - i_2). \tag{9.54}$$

Cu notația pentru curentul fictiv

$$i_f = i_1 - i_2. \tag{9.55}$$

Soluția ecuației (9.54) este

$$i_f = \frac{U_a}{R_1}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{T}}\right) = I_f\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{T}}\right), \tag{9.56}$$

unde constanta de timp a circuitului $T = L_1/R_1$ iar $I_f = U_a/R_1$. Ecuația (9.56) este valabilă pentru $t > 0$, cu originea timpului în O_2 din figura 9.52. Din ecuația (9.55) se scoate expresia lui i_2, dar pentru aceasta este necesar a se cunoaște expresia lui i_1. Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (9.52) și alegerea originii timpului în O_1, se obține

$$\frac{U_n}{p} = R_1 \mathfrak{L} i_1 + pL_1 \mathfrak{L} i_1 - L_1 i_1(0)$$

$$\text{cu } i_1(0) = \frac{U_n}{R_1 + R_2} = I_n. \tag{9.57}$$

Rezultă astfel soluția în domeniu imagine

$$\mathfrak{L} i_1 = I_{sc} \frac{1}{p\left(1 + p\frac{L_1}{R_1}\right)} + \frac{L_1 I_n}{R_1} \frac{1}{1 + p\frac{L_1}{R_1}} \tag{9.58}$$

unde: $I_{sc} = U_n/R_1$ este curentul de scurtcircuit în regim permanent.

Soluția ecuației (9.58) este

$$i_1 = I_{sc}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{T}}\right) + I_n \mathrm{e}^{-\frac{t}{T}}. \tag{9.59}$$

Ecuația (9.59) trebuie scrisă cu originea timpului în O_2 pentru a efectua calculele indicate de relația (9.55), adică

$$i_1 = I_{sc}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t+t_1}{T}}\right) + I_n \mathrm{e}^{-\frac{t+t_1}{T}} \tag{9.60}$$

unde $t > 0$. Durata arcului electric se obține din ecuația (9.55) în care $i_f = i_1$, $i_2 = 0$, $t = t_a$, care se scrie

$$I_f\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_a}{T}}\right) = I_{sc}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t_a + t_1}{T}}\right) + I_n \mathrm{e}^{-\frac{t_a + t_1}{T}}. \tag{9.61}$$

Din ecuația (9.61) se poate extrage valoarea tensiunii arcului electric, pentru valori ale duratei t_1 prearc, duratei arcului $t=t_a$ cunoscute și pentru valori ale curenților de scurtcircuit stabilizat I_{sc} și nominal I_n cunoscute, adică

$$U_a=R_1\frac{I_{sc}\left(1-e^{-\frac{t_1+t_a}{T}}\right)+I_n e^{-\frac{t_1+t_a}{T}}}{\left(1-e^{-\frac{t_a}{T}}\right)}. \tag{9.62}$$

Tot din ecuația (9.61) rezultă durata t_a a arcului electric pentru o tensiune U_a a arcului electric dată, adică

$$t_a=T\ln\frac{\left(\frac{I_{sc}-I_n}{I_f}\right)e^{-\frac{t_1}{T}}-1}{\frac{I_{sc}}{I_f}-1} \tag{9.63}$$

sau cu relațiile

$$\frac{I_{sc}}{I_f}=a\,;\ \frac{I_n}{I_f}=b$$

$$t_a=T\ln\frac{(a-b)e^{-\frac{t_1}{T}}-1}{a-1}. \tag{9.64}$$

Aplicația numerică 1. Se cere să se stabilească durata arcului electric într-un întreruptor de curent continuu care întrerupe curentul nominal $I_n=1\,000$ A, la tensiunea nominală a sursei $U_n=800$ V și cu tensiunea arcului electric de 2 000 V. Constanta circuitului este $T=20$ ms.

Se aplică relația (9.50):

$$t_a=20\ln\frac{1}{1-\frac{800}{2\,000}}=20\ln 1{,}73=10{,}88\text{ ms}.$$

Aplicația numerică 2. Se cere să se determine tensiunea U_a de ardere a arcului electric, la întreruperea unui curent de scurtcircuit într-un circuit de curent continuu, pentru care se cunoaște:

curentul nominal $I_n=1\,000$ A;
curentul de scurtcircuit stabilizat $I_{sc}=10\,000$ A;
constanta de timp a circuitului $T=20$ ms;
durata prearc $t_1=5$ ms;
durata arcului electric $t_a=10$ ms;
tensiunea nominală a sursei $U_n=800$ V.

Se calculează rezistența circuitului scurtcircuitat

$$R_1=\frac{U_n}{I_{sc}}=\frac{800}{10\,000}=0{,}80\ \Omega.$$

Tensiunea arcului electric se calculează cu relația (9.62):

$$U_a = 0{,}08\,\frac{10\,000\left(1-e^{-\frac{5+10}{20}}\right)-1\,000\,e^{-\frac{5+10}{20}}}{1-e^{-\frac{10}{20}}} = 1\,150\ \text{V}.$$

Observații. Dacă se cunoaște tensiunea arcului electric și gradientul arcului, pentru un tip dat de cameră de stingere, se poate calcula lungimea arcului în cameră și deci una din dimensiunile principale ale camerei de stingere. Spre exemplu, cu E_a=20 V/cm rezultă lungimea arcului electric în exemplul de calcul 1, l=1 150/20=57 cm.

9.3. DECLANȘATOARE ȘI RELEE

Aparatele de înaltă tensiune ca și cele de joasă tensiune, care sînt destinate a întrerupe curenți de sarcină sau de scurtcircuit (întreruptoare de putere, contactoare), execută operația de deconectare sub acțiunea unei comenzi primite de la un organ sensibil la defect, care poate să fie sau nu cuprins în construcția aparatului de deconectare.

Organele sensibile la defecte sînt declanșatoarele și releele electrice.

Declanșatorul este un organ sensibil la o mărime electrică care determină un proces mecanic de dezăvorîre a unei forțe. În principiu, declanșatorul acționează asupra mecanismului întreruptorului, determinînd eliberarea forței de declanșare.

Releul este un organ sensibil la o mărime electrică care determină un proces electric de stabilire sau întrerupere a unui contact electric. Astfel, releul poate întrerupe alimentarea unui contactor electric sau poate stabili curentul în bobina de declanșare a unui întreruptor.

Prin modul lor de funcționare contactoarele sînt echipate cu relee, în timp ce întreruptoarele pot fi echipate și cu relee și cu declanșatoare.

Releele și declanșatoarele se pot clasifica după *modul de influențare* al mărimii supravegheate în:

a — *Relee sau declanșatoare directe*, curentul principal sau tensiunea de alimentare în instalație acționează direct. De exemplu, curentul principal parcurge bobina de declanșare;

b — *Relee sau declanșatoare indirecte:* în acest caz organul sensibil primește comanda prin intermediul reductoarelor de curent sau de tensiune.

După mărimea supravegheată releele și declanșatoarele se clasifică în:

a — Maximale, instantanee, de curent;
b — Maximale, temporizate constant, de curent;
c — Maximale, temporizate dependent, de curent;
d — Maximale diferențiale;
e — Inversare de curent;
f — De lipsă de tensiune;
g — De scăderea tensiunii;
h — De întoarcere de energie.

9.3.1. Declanşatoare directe de maximum de curent

Acestea sînt aparate conectate în serie în întreruptorul de putere şi parcurse deci de curentul care trebuie supravegheat. La depăşirea curentului prescris declanşatorul direct provoacă deschiderea întreruptorului prin intermediul unei tije izolante care acţionează asupra zăvorului mecanismului întreruptorului. Declanşatorul direct este utilizat în instalaţii de medie tensiune (6—20 kV), de tip interior, nesupravegheate, şi ca urmare constituie o protecţie economică pentru linii, cabluri, transformatoare, întrucît nu necesită surse de energie auxiliare (baterie de acumulatoare, aer comprimat) pentru acţionarea sistemului de protecţie.

Declanşatoarele directe de maximum de curent se pot realiza în variantele :

a) Cu acţiune instantanee ;

b) Cu acţiune temporizată independentă de curent ;

c) Cu acţiune temporizată dependentă de curent.

Declanşatorul direct cu acţiune instantanee este reprezentat schematic în figura 9.53.

Pe miezul magnetic *1* este plasată bobina *2* parcursă de curentul care trebuie supravegheat, iar pe o derivaţie a acestui miez spira în scurtcircuit *4*. Armătura mobilă *3* se poate roti în jurul axului *7*. La funcţionare normală, adică la valori ale curenţilor sub valoarea reglată, resortul *6* menţine armătura *6* lipită de polul *8*.

Atît în funcţionare normală cît şi în regim de scurtcircuit, curentul din spira în scurtcircuit *4* creează un flux de reacţie care determină formarea unui flux de valoare practic nulă în polul *8*. La apariţia curentului de scurtcircuit fluxul în întrefierul polului *9* este important şi creează o forţă care determină atragerea armăturii *3*, învingîndu-se forţa rezistentă a resortului *6*.

În acest mod tija izolantă *5* transmite un impuls mecanic mecanismului întreruptorului şi acesta este deconectat. Trebuie observat că spira în scurtcircuit *4* nu are acţiune antagonistă faţă de componenta de curent continuu a curentului care parcurge bobina *2*, în sensul că fluxul corespunzător trece prin polul *8*

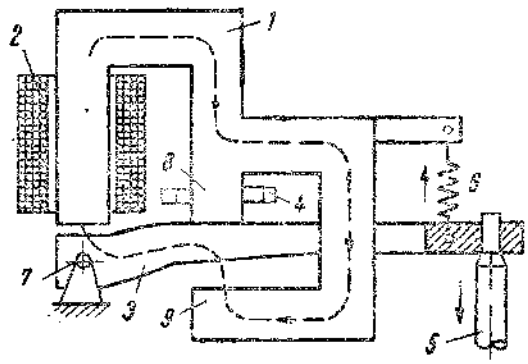


Fig. 9.53 Declanşator direct cu acţiunea instantanee.

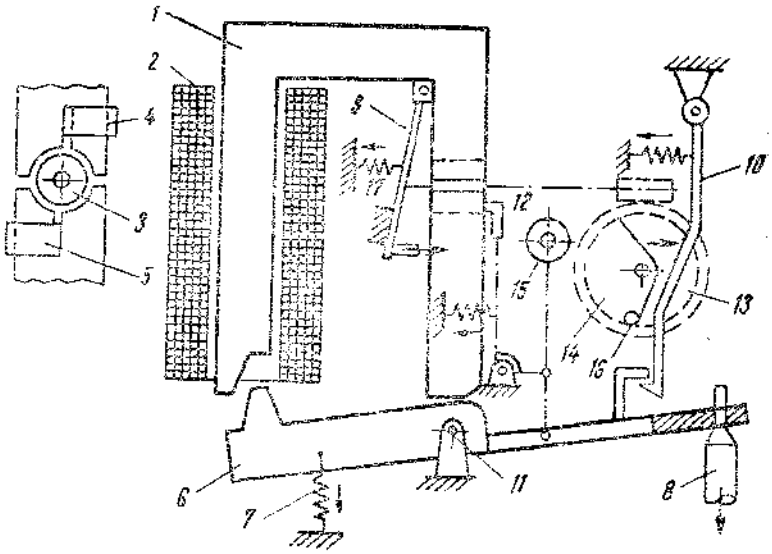


Fig. 9.54 Declanşator direct cu acţiune temporizată.

şi, ca urmare, o eventuală temporizare a declanşatorului realizată printr-un dispozitiv auxiliar nu este perturbată de componenta de curent continuu. Astfel declanşatorul nu este sensibil la curentul de conectare a transformatoarelor la reţea. Reglajele normale ale acţiunii instantanee se efectuează între 1,5 I_n şi 3 I_n.

Declanşatorul direct cu acţiune temporizată independentă de curent. Un asemenea declanşator este indicat în figura 9.54.

În principiu, un asemenea declanşator conţine un micromotor sincron plasat în coloana unui electromagnet. Pe miezul magnetic *1* este plasată bobina *2*, parcursă de curentul supravegheat. În coloana electromagnetului se află rotorul sub formă de pahar *3*. Spirele în scurtcircuit *4* şi *5* determină decalajul fluxurilor în întrefierul micromotorului, condiţie necesară creării unui cîmp învîrtitor. În lipsa unei avarii resortul *7* ţine armătura *6* depărtată. Declanşatorul schiţat acţionează atît instantaneu, cît şi temporizat. *Acţiunea instantanee* este determinată de atragerea paletei *9* sub acţiunea fluxului de dispersie provocat de curenţi intenşi ; prin aceasta se transmite un impuls mecanic tijei de declanşare *10*. *Acţiunea temporizată* presupune în prealabil o mică rotaţie a armăturii *6* în jurul axului *11*, prin aceasta se ridică frîna *12* de pe rotorul micromotorului şi se execută un cuplaj între roata dinţată *13* şi sectorul dinţat *14* prin intermediul roţii dinţate *15*. Axul micromotorului antrenează roata dinţată *13* şi în consecinţă sectorul dinţat *16* pînă cînd ştiftul acestuia, rotindu-se spre dreapta, împinge pîrghia *10* şi desface zăvorul declanşatorului, iar armătura *6* este atrasă. Astfel se transmite un impuls tijei *8*, care acţionează asupra mecanismului întreruptorului.

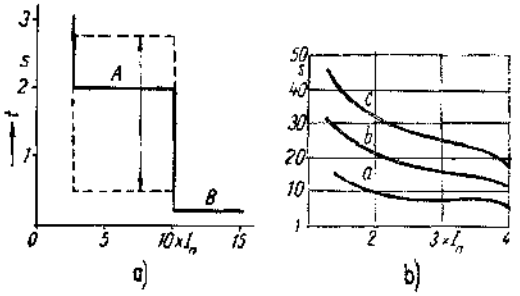


Fig. 9.55 Caracteristice de protecție ale declanșatoarelor.

Acțiunea instantanee se reglează din resortul *17* pentru valori ale curentului de ordinul 5 I_n—15 I_n. Acțiunea temporizată este reglată ca durată de poziția de cuplaj a sectorului *14* între 0,3 s și 6 s, iar ca valoare a curentului de resortul *7* între 3 I_n și 6 I_n.

Declanșatorul direct cu acțiune temporizată dependentă de curent. Se poate imagina, în figura 9.53 că un curent de excitație parcurge un pachet de lame bimetal. Cînd intensitatea curentului depășește un curent determinat, de exemplu 4 I_n, armătura *3* este atrasă practic instantaneu de polul *9*, ceea ce produce acționarea tijei *5*. La valori ale intensității curentului sub 4 I_n, un acroșaj comandat de elementul termic eliberează armătura *3*. Timpul de declanșare depinde de încălzirea și deci de curentul care parcurge pachetul cu lame bimetal.

În figura 9.55, *a* se prezintă caracteristica de protecție a declanșatorului cu caracteristică independentă de timp (*A*-caracteristica de temporizare, *B*-caracteristica instantanee), iar în figura 9.55, *b* se indică curbele de protecție ale unui declanșator direct pentru trei viteze de încălzire: *a*, *b*, *c*.

9.3.2. Teoria protecției împotriva suprasarcinii cu ajutorul bimetalului

Pentru protecția electromotoarelor și mai ales a motoarelor asincrone este indicat a se utiliza un dispozitiv de protecție la încălzire, bazat pe controlul direct al temperaturii. Se folosesc astfel termocuple, microbimetale, termistoare, plasate în punctele critice ale mașinii protejate. Această soluție presupune plasarea traductoarelor de temperatură la uzinarea mașinii și se aplică numai la unități mari, cum sînt generatoarele sincrone din centralele electrice și motoare sincrone de mare putere.

Utilizarea *imaginii termice* este interesantă din punct de vedere teoretic și constă în a reproduce pe o rezistență temperatura mașinii. Rezistența este parcursă fie de curentul mașinii, fie de un curent proporțional cu curentul acesteia. Metoda imaginii termice nu este utilizabilă la mașini cu porniri și opriri repetate și la mașini cu viteza variabilă, deoarece răcirea unei mașini depinde de viteza sa, cunoscînd că în majoritatea cazurilor ventilatorul este direct plasat pe axul mașinii. Această modelare a ventilației este greu de reprodus pe imaginea termică.

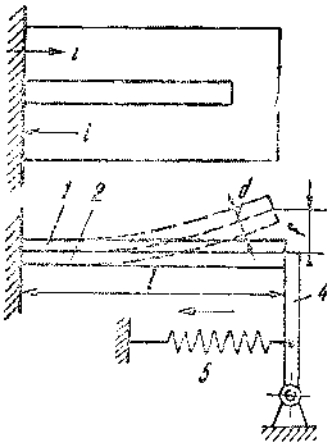


Fig. 9.56 Schița declanșatorului bimetal.

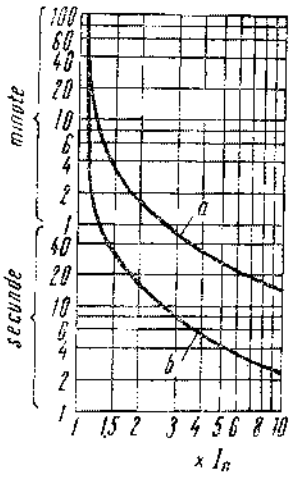


Fig. 9.57 Caracteristica de protecție a dispozitivului cu bimetal.

Utilizarea *lamei bimetal*, ca soluție de compromis pentru protecția instalațiilor împotriva suprasarcinilor, este de largă răspîndire. Cu bimetale se echipează declanșatoarele întreruptoarelor de protecție de joasă tensiune și releele contactoarelor. Prin folosirea bimetalului nu se măsoară direct temperatura obiectului protejat, ci efectul termic (încălzire) asupra bimetalului, efect produs de curentul electric controlat.

În figura 9.56 se prezintă schematic un dispozitiv de protecție cu lamă bimetal. Organul de protecție, sub forma literei U, este constituit din două plăci *1*, *2* de metal diferit, sudate sau placate împreună. Metalul *1* este invar adică un aliaj Ni — Fe 36, cu un coeficient de dilatare liniară foarte mic. Acesta este *metalul pasiv*. Metalul *2* este un aliaj de Ni — Fe — C — Mn — Cr, cu un coeficient de dilatație apreciabil și care se pretează la sudare sau placare. Acesta este *metalul activ*. La încălzirea lamei bimetal, din cauza coeficienților de dilatare diferiți pentru cele două metale, lama se curbează eliberînd pîrghia *4*, care se află sub acțiunea resortului *5*.

Caracteristica de protecție a dispozitivului cu lamă bimetal este prezentată în figura 9.57 prin curbe care indică timpul de declanșare în funcție de curentul care parcurge lama bimetal în variantele:

a) pentru elementul rece în stare inițială,

b) pentru elementul preîncălzit de trecerea curentului nominal.

Calculul caracteristicei la rece. Un punct al curbei *a*, din figura 9.57 se calculează cu ajutorul ecuației încălzirii. La trecerea curentului de valoare efectivă I prin lama bimetal de rezistență R se poate scrie

$$RI^2\,dt=\alpha A_1\,\theta\,dt+cV d\theta \qquad (9.65)$$

cu notaţiile folosite în capitolul 3.5.1. Soluţia ecuaţiei este

$$\theta=\theta_{max}(1-e^{-\frac{t}{T}}) \tag{9.66}$$

cu notaţiile

$$\theta_{max}=\frac{RI^2}{\alpha A_2} \quad ; \quad T=\frac{cV}{\alpha A_t}$$

Din ecuaţia (9.66), pentru încălzirea la declanşare $\theta=\theta_d$ se obţine timpul de declanşare

$$t_{d_1}=T\ \ln\frac{\theta_{max}}{\theta_{max}-\theta_d}. \tag{9.67}$$

Calculul caracteristicei la cald. Un punct al curbei *b* din figura 9.57 se calculează cu ajutorul ecuaţiei încălzirii de forma

$$(\theta-\theta_p)=(\theta_{max}-\theta_p)(1-e^{-\frac{t}{T}}) \tag{9.68}$$

unde θ_p este preîncălzirea lamei bimetal. Pentru încălzirea de declanşare $\theta=\theta_d$ se obţine timpul de declanşare:

$$t_{d_2}=T\ln\frac{\theta_{max}-\theta_p}{\theta_{max}-\theta_d}. \tag{9.69}$$

Caracteristica la cald se poate determina dacă se cunoaşte caracteristica la rece. Astfel prin împărţirea relaţiei (9.68) cu (9.69) se obţine

$$t_{d_2}=t_{d_1}\frac{\ln\frac{\theta_{max}-\theta_p}{\theta_{max}-\theta_d}}{\ln\frac{\theta_{max}}{\theta_{max}-\theta_d}}. \tag{9.70}$$

Observaţii. În calcule aplicate trebuie să se introducă rezistenţa bimetalului la temperatura de declanşare sau trebuie să se considere rezistenţa variabilă cu încălzire a bimetalului. Încălzirea bimetalului poate fi efectuată, după cum se indică în figura 9.58 în variantele: *a* — direct; *b* — semidirect; *c* — indirect. Relaţiile de calcul (9.65) — (9.70) sînt valabile numai pentru încălzirea directă.

Compensarea bimetalului. Declanşarea bimetalului se produce la o temperatură determinată şi pentru a atinge această temperatură timpul poate varia în funcţie de preîncălzirea lamei, deci şi de temperatura mediului ambiant. Pentru temperaturi mai ridicate ale mediului ambiant bimetalul declanşează mai repede, iar pentru temperaturi mai mici declanşează mai tîrziu faţă de timpul prevăzut, corespunzător reglării bimetalului la o temperatură standard de 20°C.

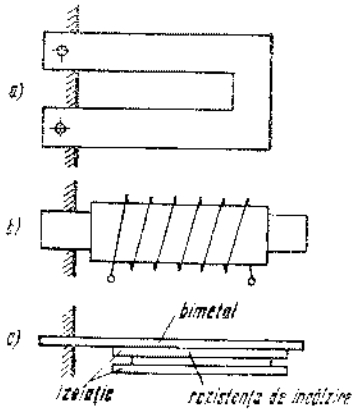
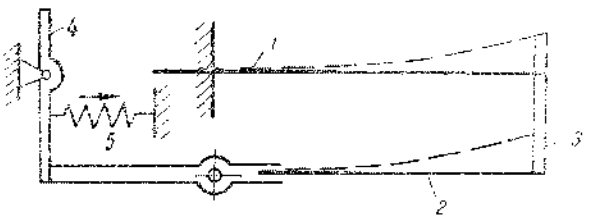


Fig. 9.58 Moduri de încălzire ale bimetalului.

Fig. 9.59 Compensarea declanșatorului cu bimetal.



În figura 9.59 se arată schematic modul de compensare al unui declanșator bimetalic. Lama bimetalică *1* parcursă de curent este ancorată la un capăt, iar la celălalt capăt este cuplată cu lama bimetalică *2*, care nu este parcursă de curent. Deformația ambelor lame datorită temperaturii mediului ambiant este practic identică, în figură după linia punctată, astfel că declanșatorul rămîne zăvorit. La trecerea curentului prin lama *1* aceasta se va deforma mai mult decît lama *2*, și prin aceasta se va transmite un efort mecanic declanșatorului eliberîndu-se percutorul *4*, cu ajutorul forței resortului *5*.

Temperaturi maxime admisibile ale lamelor bimetale sînt cuprinse între 250°C și 400°C. În calcule trebuie să se considere o temperatură maximă mai redusă decît limita maximă admisibilă, deoarece din momentul declanșării declanșatorului pînă în momentul întreruperii curentului mai trece un timp t_0 de ordinul a 50 ms. Dacă se notează cu θ_s încălzirea datorită prelungirii timpului de la timpul de declanșare t_d la timpul total t_d+t_0 în mod aproximativ se admite

$$\theta_s \approx \theta_d \frac{t_d+t_0}{t_d} \tag{9.71}$$

Dacă în relația (9.71) se introduce $t_d \approx 0{,}2$ s=200 ms, timpul minim de declanșare la o suprasarcină de ordinul 20 I_n, rezultă încălzirea $\theta_s = 1{,}25\ \theta_d$. În consecință este util ca încălzirea maximă să fie cu aproximativ 25% sub încălzirea maximă admisă.

Stabilitatea la scurtcircuit. În cazul trecerii unui curent intens de scurtcircuit de scurtă durată, timpul fiind limitat de declanșatorul electromagnetic sau de o siguranță fuzibilă, se poate considera că întreaga căldură dezvoltată în bimetal servește la ridicarea conținutului de căldură, întocmai ca la siguranțele fuzibile

$$\varrho_0 \left[1+\alpha_R(\theta_p+\theta) \right] \frac{l}{A} i^2\, dt = cAl\, d\theta, \tag{9.72}$$

unde θ_p este preîncălzirea bimetalului, iar celelalte notaţii sînt cele uzuale

$$\int_0^t \frac{i^2}{A^2}\,dt = \frac{c}{\rho_0}\int_0^{\theta_{max}} \frac{d\theta}{1+\alpha_R(\theta_p+\theta)}$$

sau

$$\int_0^{t_1} J^2\,dt \leq \frac{c}{\rho_0\alpha_R}\ln\frac{1+\alpha_R(\theta_p+\theta_{max})}{1+\alpha_R\theta_p}. \qquad (9.73)$$

Pentru a proteja bimetalul împotriva distrugerii termice la scurtcircuit este necesar să fie satisfăcută relaţia (9.73) unde t_1 este timpul total de declanşare al întreruptorului, adică durata scurtcircuitului, iar $\theta_p+\theta=\theta_{max}$ este încălzirea admisibilă a bimetalului. Pentru o construcţie dată a bimetalului termenul din partea dreaptă a ecuaţiei este o constantă.

Proprietăţile termo-mecanice ale bimetalului. Pentru a scoate în evidenţă proprietăţile termo-mecanice ale bimetalului se consideră figura 9.60, în care se reprezintă o lamă bimetal curbată sub acţiunea căldurii. Pentru raţionamentele care urmează a se face, este necesar să observăm că raza de curbură r este foarte mare în raport cu săgeata f_θ şi că lungimea l este foarte mare în raport cu săgeata f_0. În aceste condiţii se calculează $\sin\alpha$ o dată din triunghiul BOC şi o dată din triunghiul DAC.

$$\sin\alpha = \frac{\overline{BC}}{r} = \frac{\sqrt{l^2+f_0^2}}{2r} \qquad (9.74)$$

$$\sin\alpha \approx \frac{f_0}{l} \approx \frac{f_0}{l\sqrt{1+f_\theta^2/l^2}} = \frac{f_0}{\sqrt{l^2+f_0^2}} \qquad (9.75)$$

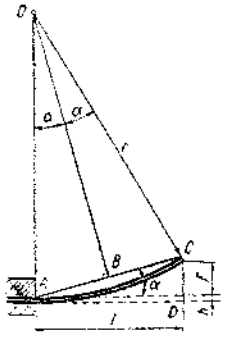


Fig. 9.60 Relativ la proprietăţile termo-mecanice.

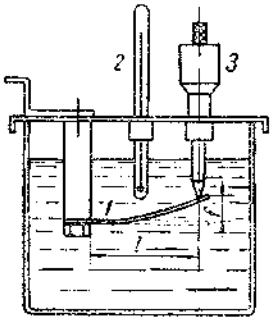


Fig. 9.61 Determinarea constantei bimetalului.

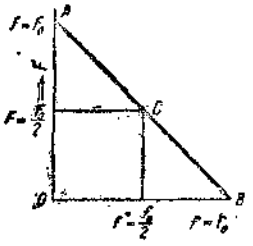


Fig. 9.62 Relativ la optimizarea dimensionării bimetalului.

Din relațiile (9.74) și (9.75) se obține

$$r=\frac{l^2+f_\theta^2}{2f_\theta} \tag{9.76}$$

Din considerente de ordin fenomenologic se admite că

$$\frac{1}{r}=c\,\frac{\theta}{h} \tag{9.77}$$

unde: c — factor de proporționalitate;
θ — încălzirea lamei bimetal;
h — grosimea lamei bimetal.

Din relațiile (9.76) și (9.77) se obține expresia săgeții bimetalului

$$f_\theta=\frac{c(l^2+f_\theta^2)\theta}{2h}\approx K\,\frac{\theta l^2}{h} \tag{9.78}$$

unde pentru $f_\theta \gg f_\theta$, $l^2+f_\theta^2\approx l^2$ și unde constanta bimetalului este $K=c/2$. Această constantă se măsoară cu dispozitivul din figura 9.61, pe baza relației (9.78) de unde se scoate

$$K=\frac{hf_\theta}{\theta l^2}\ \text{grad}^{-1} \tag{9.79}$$

în care l și h sînt date geometrice ale lamei bimetal 1, iar încălzirea θ și săgeata f se măsoară cu ajutorul termometrului 2, respectiv cu ajutorul micrometrului 3.

Optimizarea dimensionării bimetalului. Se urmărește a se utiliza volumul minim de material activ și se observă că la producerea săgeții termice f_θ se opune forța rezistentă a releului sau declanșatorului care trebuie învinsă. Deci asupra bimetalului, la extremitatea lui, acționează o forță F de natură mecanică. Deoarece deformarea mecanică și cea termică se consideră fenomene lineare, săgeata rezultantă f se obține scăzînd din săgeata termică f_θ pe cea mecanică f_m, adică

$$f=f_\theta-f_m \tag{9.80}$$

Pentru banda de lungime l, lățime b și grosime h, încastrată la o extremitate săgeata mecanică este

$$f_m=\frac{Fl^3}{3Ei}=\frac{4Fl^3}{bh^3E} \tag{9.81}$$

Forța mecanică F_0 aplicată la extremitatea liberă, capabilă să anuleze săgeata termică, se obține din egalarea relațiilor (9.78) și (9.81):

$$F_0=\frac{bh^2EK\theta}{4l}. \tag{9.82}$$

În figura 9.62 s-a trasat dreapta care reprezintă dependența între forța mecanică și săgeata f. Punctele extreme ale dreptei sînt

$$A:\ F=F_0 \text{ și } f=0; \qquad B:\ F=0 \text{ și } f=f_\theta.$$

Lucrul mecanic maxim efectuat de lama bimetal se obține pentru produsul $Ff=\max$. Acestei situații îi corespunde punctul C de coordonate $F^*=F_0/2$ și $f^*=f_0/2$, adică

$$F^* = \frac{b h^2 E K \theta}{8l}, \tag{9.83}$$

$$f^* = \frac{K \theta l^2}{2h}. \tag{9.84}$$

Lucrul mecanic corespunzător este

$$W^* = F^* f^* = \frac{bhlWK^2\theta^2}{16} = W_1 V \theta^2 \tag{9.85}$$

unde s-a notat:

$V=bhl$, volumul lamei bimetal,
$W_1=EK^2/16$, lucrul mecanic specific.

Relația (9.85) oferă posibilitatea de a se calcula volumul lamei bimetal pentru un material dat; pentru forța F^*, săgeata f^* și încălzirea θ date, adică

$$V = \frac{F^* f^*}{W_1 \theta^2}. \tag{9.86}$$

Pentru a efectua calcule practice, în tabela 9.6 se indică după G. Rau [128] mărimile fizice necesare.

Mărimile fizice ale termobimetalului „Ge" [128] TABELA 9.6

Mărimea	Valoarea	Unitatea de măsură
Constanta bimetalului K	$0{,}156 \cdot 10^{-4}$	grd^{-1}
Rezistivitatea la 20°C	0,77	mm^2/m
100°C	0,84	mm^2/m
200°C	0,93	mm^2/m
300°C	0,99	mm^2/m
Conductivitatea termică	0,0837	W/(grd. cm)
Căldura specifică	0,46	Ws/g
Masa specifică	8,12	g/cm^3
Modulul de elasticitate	16 000	kg/mm^2

Exemplu de calcul. Se cere să se dimensioneze o lamă bimetal de lungime liberă $l=60$ mm astfel ca la încălzirea $\theta=50$ grd să învingă forța $F^*=150$ gf pe o cursă $f^*=2$ mm. Se utilizează materialul „Ge" din tabela 9.6. Lucrul mecanic specific

$$W_1 = \frac{EK^2}{16} = \frac{16\,000 \cdot 0{,}156^2 \cdot 10^{-8}}{16} = 2{,}43 \cdot 10^{-7} \frac{kgf}{mm^2\ grd^2}.$$

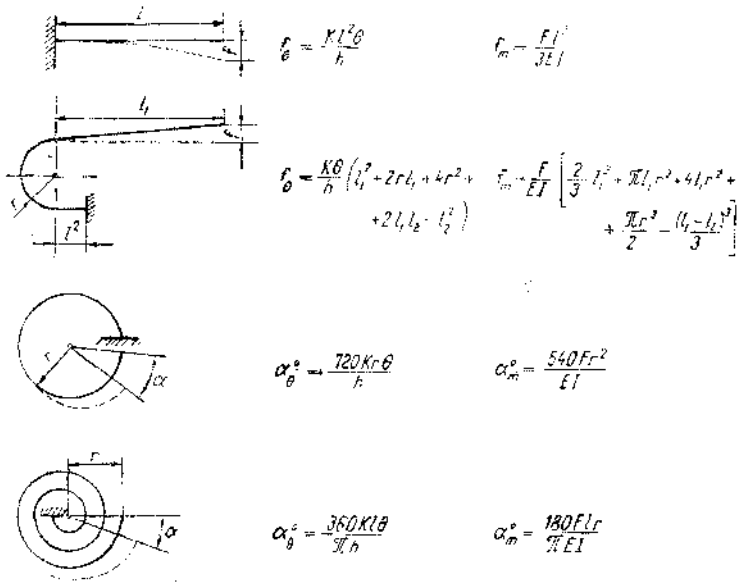


Fig. 9.63 Proprietăți termo-mecanice ale bimetalelor.

Volumul lamei bimetal rezultă

$$V=\frac{F^*f^*}{W_1\theta^2}=\frac{0{,}150.2}{2{,}43.10^{-1}.50^2}=490\ \text{mm}^3$$

Grosimea h a lamei bimetal

$$h=\frac{K\theta l^2}{2f^*}=\frac{0{,}156.10^{-1}.50.60^2}{2}=$$

$$=0{,}701\ \text{mm}$$

Lățimea b a bimetalului:

$$b=\frac{V}{lh}=\frac{490}{60\cdot 0{,}7}=11{,}8\approx 12\ \text{mm}.$$

9.3.3. Releul termic cu bimetal

Acest organ de protecție este utilizat, în combinație cu un contactor, la protecția motoarelor asincrone. Schița de principiu a unui releu cu bimetal necom-

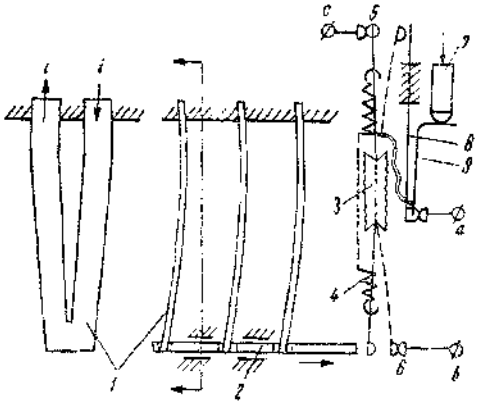


Fig. 9.64 Schița unui releu cu lamă bimetal.

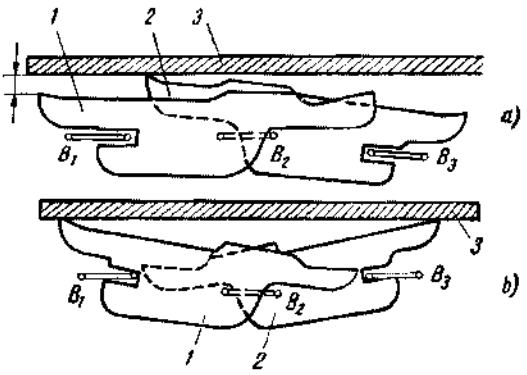


Fig. 9.65 Sensibilizarea releului cu lamă bimetal.

pensat este indicată în figura 9.64. Bimetalul *1*, sub formă de U este parcurs de curentul *i* controlat. La atingerea încălzirii de declanșare se împinge tija izolantă *2*, care determină schimbarea poziției unui sistem bistabil *3* acționat de resortul *4*. Prin aceasta se deschide contactul *5* și se închide contactul *6*. Borna *a* este comună. Aparatul este conceput pentru a lucra fie la întreruperea circuitului care se conectează între bornele *a* și *c*, fie la stabilirea unui circuit care se conectează între bornele *a* și *b*. Poziția indicată punctat în figură corespunde declanșării. Pentru a aduce din nou releul în stare de funcțiune, după răcirea bimetalului, este necesar să se apese pe butonul *7*, care, prin intermediul lamelor elastice *8*, *9*, acționează asupra resortului *4*, determinînd schimbarea poziției stabile.

Sensibilizarea releului la întreruperea unei faze. Dacă protecția unui electromotor trifazat este realizată cu ajutorul unui releu cu bimetal, în principiu este asigurată și protecția împotriva rămînerii în două faze, deoarece efectul termic al curentului protejat determină declanșarea aparatului de conectare. Totuși, avînd în vedere faptul că releul termic este în general puțin sensibil se preferă o protecție adițională rămînerii în două faze. O astfel de protecție este utilă mai ales în cazul cînd se conectează la rețea motorul numai în două faze. În figura 9.65 se arată modul de sensibilizare a releelor termice cu bimetal pentru a declanșa la întreruperea unei faze. Lamele bimetal B_1, B_2, B_3 sînt prevăzute la extremitatea lor liberă cu cîte două axe din material izolant. Aceste axe acționează asupra piesei *3* care comandă declanșarea prin intermediul pieselor *1* și *2* cu un profil special. În schița *a*, faza *3* fiind întreruptă, bimetalul B_3 nu este parcurs de curent și ca urmare săgeata lui este nulă. În consecință, piesa *2* se înclină și reduce la zero distanța *x*. În schița *b*, faza *2* nu este întreruptă și lama B_2 nu este parcursă de curent. În consecință, ambele piese *1* și *2* se înclină și distanța *x* este redusă la minimum. O încălzire minimală a lamelor B_1 și B_3 va determina acționarea dispozitivului.

9.3.4. Combinații cu lama bimetal

Pentru a asigura atît protecția instantanee cît și protecția dependentă de curent se realizează declanșatoare combinate sau relee combinate, în a căror construcție intră lama bimetal ca element de temporizare.

În figura 9.66, *a* se prezintă schematic un declanșator combinat. Pe circuitul magnetic *12* se află înfășurarea primară *P* de excitație și înfășurarea secundară *S*, care alimentează lama bimetal *4*. Lama bimetal *5* are rolul de a compensa variațiile temperaturii ambiante. În cazul suprasarcinii prelungite curentul din secundar determină deformația lamei bimetal *4* și desfacerea acroșajului *6*, iar percutorul *8* este liberat sub acțiunea resortului *7* din zăvorul pîrghiei *9*. În cazul unui curent de scurtcircuit armătura mobilă *3* este atrasă de armătura fixă *2* și acroșajul este din nou desfăcut, învingîndu-se forța rezistentă a resortului *11*, prin intermediul pîrghiei *10*. Declanșatoarele sînt rearmate automat prin manevra întreruptorului pe care sînt montate. Curentul de funcționare instantanee este variat, prin variația reluctanței circuitului magnetic, cu ajutorul butonului *1*.

În figura 9.66, *b* s-a trasat caracteristica de protecție a declanșatorului, formată din curba *a* rezultată din deconectarea produsă de declanșatorul bimetal și curba *b* rezultată din acționarea declanșatorului electromagnetic. Curba trasată gros este considerată ca o valoare medie statistică deoarece declanșările repetate se efectuează într-o plaje de dispersie.

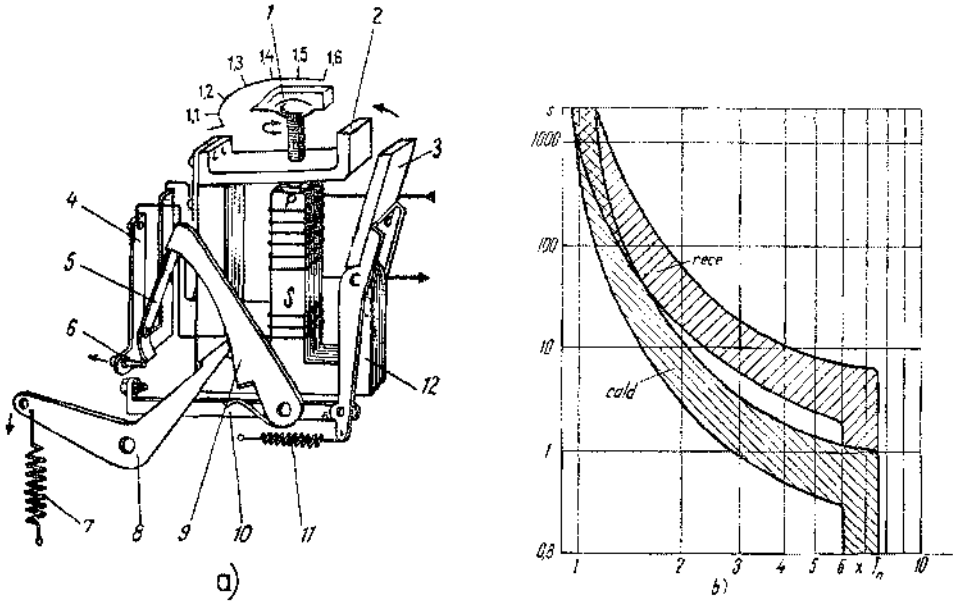


Fig. 9.66 Declanșator combinat termic-electromagnetic (Delle) :
a — schița aparatului ; *b* — caracteristica de protecție.

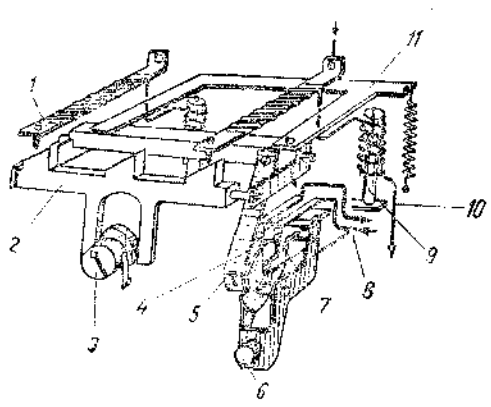


Fig. 9.67 Releu combinat termic-electromagnetic (Delle).

În figura 9.67 se reprezintă un releu combinat termic-electromagnetic. Funcționarea la suprasarcină se produce prin deformarea lamei bimetal *1*, încălzită de un curent proporțional cu cel supravegheat. Lama acționează asupra opritorului *2*, care este solidar cu bimetalul de compensație *5*, a cărui extremitate desface în punctul *4* acroșajul contactului *7*, cu circuitul *8*, care se deschide. Reglajul releului pentru diferite valori de acționare ale curentului se efectuează cu butonul *3*, prevăzut cu excentric. Funcționarea instantanee, la apariția curentului de scurtcircuit, se efectuează sub acțiunea miezului plonjor *9* (atras de colina *10*) care izbește cadrul *11* solidar cu lama bimetal de compensație *5*. Butonul *6* oferă posibilitatea de rearmare a releului și în același timp joacă rolul butonului de oprire.

9.3.5. Relee de temporizare

9.3.5.1. **Releul de temporizare cu secundarul în scurtcircuit.** În domeniul temporizărilor de ordinul 60 s se utilizează relee cronometrice, iar pentru temporizări de ordinul secundelor relee pneumatice și relee de tip inductiv cu înfășurare secundară în scurtcircuit. Acest ultim tip de releu se pretează la o construcție sigură și robustă și din această cauză intră în componența echipamentului electric de acționări electrice.

În figura 9.68, *a* se indică schema de construcție a releului de tip inductiv. Miezul de fier este constituit dintr-o piesă de revoluție *1* în interiorul căreia se plasează bobinele *2* de excitație și bobina *3* cu conductor gros. Rondela *4* asigură un întrefier circular. Armătura mobilă este construită de clapeta *5* susținută de lamela elastică *6*. Pentru a împiedica lipirea clapetei în poziția atras se realizează un întrefier de ordinul 0,05 mm—0,20 mm prin așezarea sub clapetă a unei foi *7* de cupru.

Releul se excită aplicînd o tensiune bobinei *2* și asigurînd saturația miezului magnetic. În această situație armătura *5* este atrasă. Prin întreruperea curentului în primar, adică în bobina *2*, fluxul magnetic nu dispare imediat din cauza secundarului *3* în scurtcircuit, care este parcurs de un curent de natură să mențină fluxul magnetic. Armătura se menține atrasă pînă cînd forța dezvoltată în întrefier este întrecută de forța de rapel a lamei elastice. Temporizarea constă în timpul scurs din momentul întreruperii curentului sursei pînă în momentul desprinderii armăturii și se controlează cu ajutorul contactelor *8*.

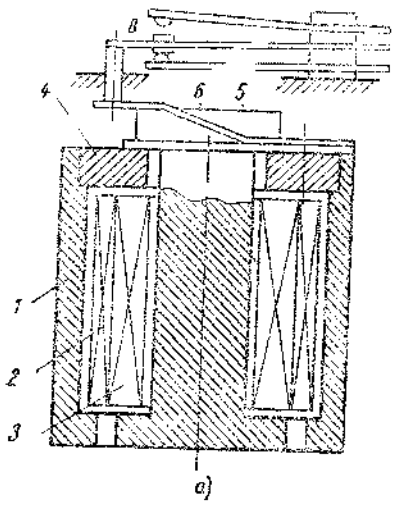
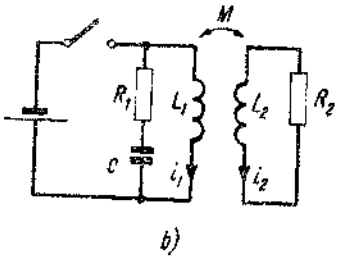


Fig. 9.68 Releu de timp cu secundar în scurtcircuit.



După întreruperea circuitului primar este valabilă schema echivalentă din figura 9.68, *b* cu ecuațiile :

$$R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_1 \, dt = 0,$$

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = 0 \qquad (9.87)$$

unde, în afara notațiilor uzuale, cu C s-a notat capacitatea parazită a înfășurării primare.

Sistemul de ecuații (9.87) este rezolvabil dacă inductivitățile L_1, L_2, M se consideră constante, ceea ce însă nu se poate admite decît pentru intervale mici de timp, cum ar fi durata amortizării oscilațiilor de frecvență ridicată datorită prezenței capacității parazitare C.

După dispariția oscilațiilor de înaltă frecvență (5—10μs) pentru circuitul secundar este valabilă relația

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = 0. \qquad (9.88)$$

Pentru materialul folosit în construcția miezului se cunoaște curba de magnetizare $B=f(H)$ și a permeabilității $\mu=f(H)$, trasate calitativ în figura 9.69. Clapeta electromagnetului se desprinde. La valoarea B_3 a inducției și μ_3 a permeabilității armătura mobilă se desprinde. Curba permeabilității se poate înlocui,

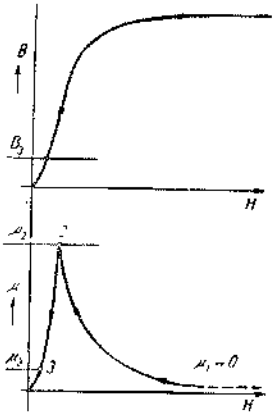


Fig. 9.69 Releu de timp: $B=f(H)$; $\mu=f(H)$.

pe porțiuni, cu expresii analitice simple. Astfel pentru porțiunea *2*, *3* ecuația permeabilității se poate scrie

$$\mu=k_1 H \tag{9.89}$$

iar pentru lățimea *1*, *2*

$$\mu H=k_2. \tag{9.90}$$

Determinarea intervalului de timp t_3 necesar parcurgerii curbei permeabilității din punctul 2 în punctul 3. Legea circuitului magnetic aplicată releului de timp se scrie

$$\oint \boldsymbol{H}\,d\boldsymbol{l}=Hl+\frac{B}{\mu}\delta=N_2 i_2 \tag{9.91}$$

unde: H — cîmpul magnetic în miezul de fier;
l — lungimea miezului de fier;
B — inducția magnetică în întrefier;
δ — grosimea întrefierului;
N_2 — numărul de spire în scurtcircuit.

Căderea de tensiune magnetică în întrefier este un multiplu al tensiunii magnetice în miezul de fier, adică

$$\frac{B}{\mu}\delta=kHl \tag{9.92}$$

astfel că din relația (9.91) se obține

$$i_2=\frac{Hl(1+k)}{N_2}. \tag{9.93}$$

Inductivitatea circuitului secundar are expresia

$$L_2=\frac{N^2}{\frac{l}{\mu A}+\frac{\delta}{\mu_0 A}}. \tag{9.94}$$

Ecuațiile (9.88), (9.89), (9.93), (9.94) există simultan, astfel că ecuația diferențială care trebuie integrată rezultă

$$\frac{d\mu}{dt}+\frac{R_2\,\delta}{N^2\,\mu_0 A}\,\mu+\frac{R_2\,l}{A\,N^2}=0. \tag{9.95}$$

Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (9.95) și observînd că $\mu(0)=\mu_2$ se obține

$$\mathcal{L}\mu=\frac{\mu_2}{a}\frac{1}{\left(1+\frac{p}{a}\right)}-\frac{b}{a}\frac{1}{p\left(1+\frac{p}{a}\right)} \tag{9.96}$$

unde s-a notat

$$a=\frac{R_2\,\delta}{N_2^2\mu_0 A}\;;\quad b=\frac{R_2\,l}{A\,N^2}.$$

Soluția în domeniul original rezultă

$$\mu=\mu_2\,e^{-at}-\frac{b}{a}(1-e^{-at}). \tag{9.97}$$

Pentru $t=t_3$, $\mu=\mu_3$ astfel că din (9.97) se obține

$$t_3=\frac{N^2\mu_0 A}{R_2\,\delta}\ln\frac{\mu_2+\frac{l}{\delta}\mu_0}{\mu_3+\frac{l}{\delta}\mu_0}. \tag{9.98}$$

Determinarea intervalului de timp t_2 necesar parcurgerii curbei permeabilității din punctul 1 în punctul 2. Se consideră ecuațiile simultane (9.88), (9.90), (9.93), (9.94) și se obține ecuația diferențială

$$\frac{d\mu}{dt}-\frac{R_2\,\delta}{A\,N_2^2\mu_0}\mu=\frac{R_2\,l}{A\,N_2^2}. \tag{9.99}$$

Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (9.99) și ținînd seama că în zona saturată permeabilitatea este practic nulă, adică $\mu\,(0)=0$ se obține, cu notațiile cunoscute pentru a și b

$$\mathcal{L}\mu=\frac{b}{p\,(p-a)} \tag{9.100}$$

iar în domeniul original

$$\mu=\frac{b}{a}(e^{at}-1). \tag{9.101}$$

Pentru $t=t_2$, $\mu=\mu_2$ și deci din (9.101) se obține

$$t_2=\frac{N_2^2\mu_0 A}{R_2\,\delta}\left(\frac{l}{\delta}\frac{\mu_2}{\mu_0}+1\right). \tag{9.102}$$

Durata totală, necesară parcurgerii curbei de demagnetizare, rezultă

$$t=t_3+t_2. \tag{9.103}$$

Observații. Durata t se determină cu atît mai exact cu cît se apreciază mai bine expresiile analitice, pe un număr cît mai mare de porțiuni ale curbei de magnetizare. Numai în acest caz se poate accepta relația (9.93). S-a făcut abstracție de formarea curenților turbionari în miezul masiv al releului. Temporizarea releului studiat se realizează prin mai multe metode:
a) Modificarea rezistenței R_2 din circuitul secundar.
b) Modificarea întrefierului.
c) Modificarea tensionării resortului antagonist.

9.3.5.2. **Relee de temporizare electronice.** Dispozitivele electronice oferă posibilitatea realizării unor relee de temporizare cu ajutorul dispozitivelor RC. Astfel în figura 9.70, *a*, se indică schema electrică de principiu a unui releu de temporizare tranzistorizat. Temporizarea, cuprinsă între 0,05 pînă la 200 S, se realizează între momentul închiderii contactului *1* și momentul închiderii contactelor *2* asociate unui releu intermediar inserat în circuitul de colector. Reglarea temporizării are loc prin modificarea constantei de timp $\tau=RC$, care determină tensiunea $U_{bc}=U\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$. La un curent al bazei $i_b=0$, ca în figura 9.70, *b*, curentul de colector este practic nul, iar la un curent al bazei $i_b=0{,}5$ mA, obținut prin creșterea potențialului negativ al bazei față de emiter se obține un curent de colector important, care determină solenația necesară atragerii armăturii releului intermediar. Astfel funcționarea tranzistorului trece prin punctul A în punctul B.

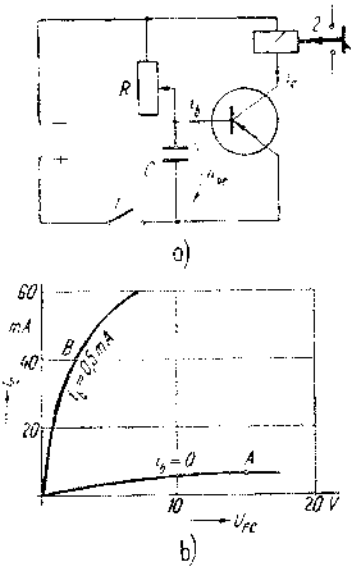
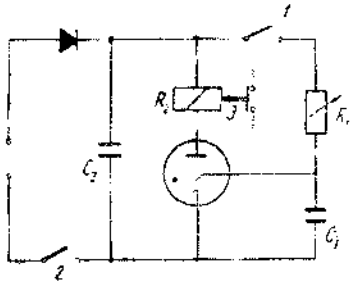


Fig. 9.70 Releu cu întîrziere la închidere tranzistorizat:
a — schema electrică; *b* — puncte de funcționare.

Fig. 9.71 Releu cu întîrziere la deschidere, cu catod rece.



În figura 9.71 se prezintă o schemă electronică cu un tiratron cu catod rece. Prin închiderea contactului *1*, contactul *2* fiind închis, tiratronul conduce aproape instantaneu, iar contactele *3* se stabilesc. Prin deschiderea contactului *2* se întrerupe sursa de curent continuu care menținea încărcat condensatorul C_2. Tubul continuă să conducă, dar tensiunea de încărcare a condensatorului C_2 scade cu constanta de timp $\tau=R_2C_2$, unde R_2 este rezistența înfășurării releului. Temporizarea, în gama 0,5—60 s, se produce din momentul deschiderii contactului *2*, pînă în momentul întreruperii contactului *3*.

9.3.6. Releul ampermetric de inducție

Acest releu are o caracteristică dependentă de intensitatea curentului, este de tip indirect, adică este excitat prin intermediul reductorului de curent și servește la protecția generatoarelor, transformatoarelor și liniilor electrice. Deși construcția releului datează de cîteva zeci de ani, el continuă să fie fabricat și utilizat în multe țări din Europa.

În figura 9.72 se prezintă schematic construcția releului. Pe un miez magnetic *1*, prevăzut cu doi poli pe care sînt plasate spirele ecran *3*, se află bobina de excitație *2*. În întrefierul miezului magnetic se poate roti discul de aluminiu *4*, ținînd seama că ansamblul formează un motor Ferraris. Axul discului O_1 este susținut de tija *5*, care la rîndul ei poate oscila în jurul axului O_2.

Dacă intensitatea curentului în bobina de excitație depășește $1,2\,I_n$, momentul motor M dezvoltat de motorul Ferraris învinge momentul rezistent dat de resortul *6* și sectorul dințat *8*, care se rotește în jurul axului O_3, se angrenează cu șurubul melc *9* plasat pe axul O_1 al discului de aluminiu, după ce în prealabil tija *5* s-a rotit în jurul axului O_2.

Momentul M dezvoltat de motorul Ferraris, ca la orice aparat de inducție este proporțional cu intensitatea curentului (valoare efectivă) la pătrat:

$$M=\Phi_1\Phi_2 \sin\alpha=kI^2 \qquad (9.104)$$

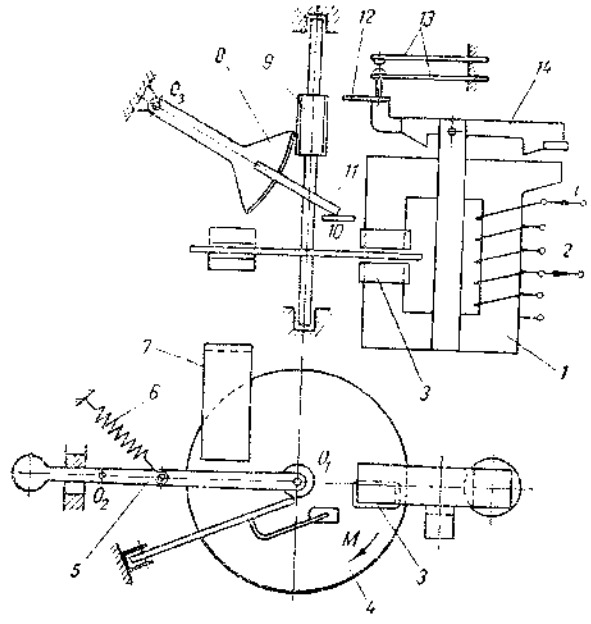


Fig. 9.72 Schița releului ampermetric de inducție.

unde : $\Phi_1 = k_1 I$ este fluxul dezvoltat în aria ecranată a polului ;

$\Phi_2 = k_2 I$ este fluxul dezvoltat în aria neecranată a polului ;

α este defazajul între cele două fluxuri.

Relaţia (9.104) arată că viteza de rotaţie a discului va depinde de intensitatea curentului. Momentul antagonist, cu ajutorul căruia se reglează viteza discului, este obţinut cu ajutorul magnetului permanent *7*. Temporizarea se reglează cu ajutorul opritorului *10*, care poate fi aşezat la diferite cote, astfel încît unghiul de angrenare al sectorului *8* poate lua valori diferite. Cînd vîrful *11* atinge piesa *12*, care basculează în jurul axului O_4, se produce stabilirea contactelor *13*.

Funcţionarea instantanee a releului este determinată de atragerea armăturii *14*, pe care se află o spiră în scurtcircuit, de către miezul *1*, sub acţiunea unui flux derivat prin armătura *14*. Reglarea curentului la care are loc declanşarea instantanee se realizează prin modificarea reluctanţei (întrefier variabil) în drumul fluxului derivat.

În figura 9.73 se indică caracteristicile dependente (*1*, *2*) cu două temporizări diferite şi caracteristica independentă la 10 I_n. Reglajul curentului de funcţionare se stabileşte cu ajutorul prizelor bobinei *2* de excitaţie.

În figura 9.74 se indică schema electrică de principiu a protecţiei maximale, care foloseşte relee indirecte de inducţie. Intensitatea curentului este controlată numai pe fazele *1* şi *3*, deci se utilizează numai două relee (R_1, R_3). În cazul apariţiei unui defect prin contactele releelor se stabileşte curentul din bobina *BD* de declanşare a întreruptorului.

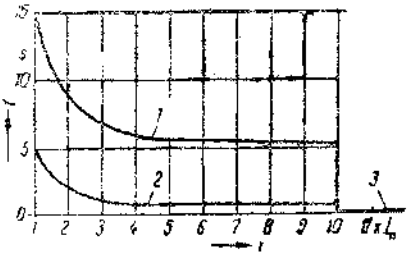


Fig. 9.73 Caracteristica de protecţie a releului de inducţie.

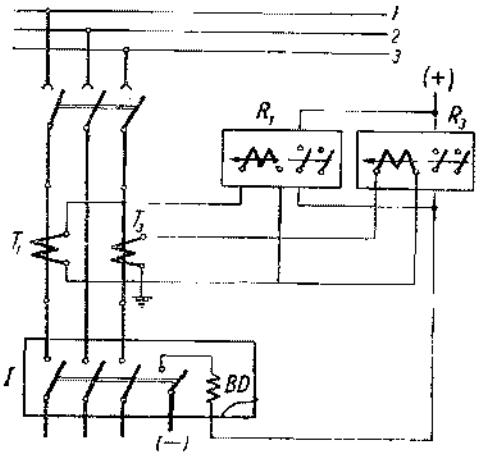


Fig. 9.74 Schema electrică demontaj a releului de inducţie.

9.3.7. Releul polarizat

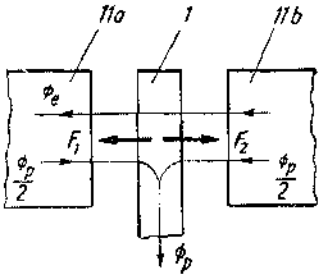


Fig. 9.75 Polii releului polarizat.

Acest tip de releu utilizat, mai ales în tehnica teleimprimatoarelor este sensibil la semnul curentului din înfășurarea de excitație.

În figura 9.75 se reprezintă schematic armătura mobilă *1*, care se află în întrefierul stabilit între piesele polare *11 a* și *11 b* ale unui sistem magnetic. În întrefier se însumează fluxul magnetic Φ_e dat de curentul de excitație i_e, și fluxul Φ_p dat de un magnet permanent. Pentru poziția de repaus cu armătura așezată simetric în întrefier, în întrefierul din dreapta fluxul magnetic este $\Phi_e+\Phi_p/2$, iar în partea din stînga este $\Phi_e-\Phi_p/2$. Asupra armăturii acționează forțele

$$F_1=\left(\Phi_e+\frac{\Phi_p}{2}\right)^2\frac{1}{2\,\mu_0\,A} \tag{9.105}$$

$$F_2=\left(\Phi_e-\frac{\Phi_p}{2}\right)^2\frac{1}{2\,\mu_0\,A} \tag{9.106}$$

care sînt antagoniste. Forța rezultantă este

$$F=F_1-F_2=\frac{\Phi_e\Phi_p}{\mu_0\,A}. \tag{9.107}$$

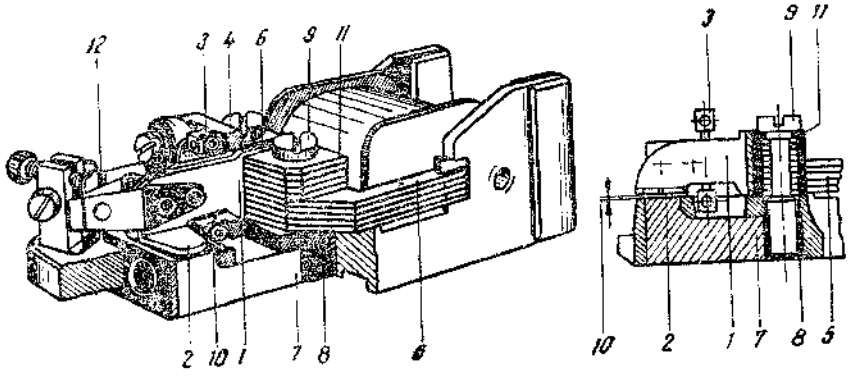


Fig. 9.76 Releu polarizat:

1 — **armătura mobilă**; *2* — **talpă polară**; *3* — resort de torsiune; *4* — piesă de prindere; *5* — jug; *6* — întrefier de lucru; *7* — magnet permanent; *8* — egalizor de flux; *9* — bulon ghid-flux; *10* — întrefier; *11* — piesă polară; *12* — contact.

Această forță depinde de mărimea fluxului Φ_p al magnetului permanent, în sensul că se poate realiza o forță F suficientă cu un flux de excitație Φ_e de valoare mică, deci cu un curent de excitație de valoare mică. Sensul forței rezultante F depinde de sensul fluxului Φ_e, respectiv de sensul curentului i_e în bobina de excitație. Modul de lucru prezentat se referă la un releu polarizat la care armătura are o poziție de repaus mediană, dar se construiesc relee polarizate cu două poziții de repaus și cu o poziție de repaus laterală.

În figura 9.76 se prezintă desene ale unui releu polarizat de construcție Siemens. Funcționarea se urmărește din explicația reperelor și observînd că fluxul magnetului permanent se închide prin talpa *2*, armătura mobilă *1*, întrefier, polul *11*, bulonul *9* și masa *7* a magnetului permanent. Armătura mobilă *1* este suspendată pe firul de torsiune *3*.

9.4. PROTECȚIA ÎMPOTRIVA SUPRASARCINII CU AJUTORUL TERMISTOARELOR

Releul sau declanșatorul cu lamă bimetal nu măsoară direct temperatura obiectului (electromotorului protejat), ci efectul termic al curentului care încălzește lama. Pentru a realiza o protecție a electromotorului cu ajutorul lamei bimetal, trebuie să existe inegalitatea

$$J_1 \leqslant J_2 \tag{9.108}$$

unde s-a notat :

$J_1 = \int_0^{t_d} i^2 \, dt$, integrala Joule a releului bimetal extinsă pînă în momentul declanșării t_d ;

$J_2 = \int_0^{t_a} i^2 \, dt$, integrala Joule a obiectului protejat pînă în momentul t_a de atingere a temperaturii admisibile. Un dispozitiv de protecție este cu atît mai perfecționat cu cît J_1 se apropie mai mult de J_2. Protecția împotriva suprasarcinii cu ajutorul lamei bimetal este de construcție simplă și reprezintă un compromis tehnico-economic acceptabil pentru a proteja electromotoare de putere relativ mică.

În cazul electromotoarelor a căror putere este de ordinul zecilor sau sutelor de kW este important a se controla direct temperatura bobinajului statoric. Acest control se realizează cu ajutorul termistoarelor plasate în bobinajul electromotoarelor. Unul din termistoarele cele mai frecvente este de tipul conductor rece, care constă dintr-un semiconductor ceramic cu coeficient pozitiv de temperatură. Construcția unui termistor „rece" este dată în figura 9.77, iar în figura 9.78 se arată variația rezistenței termistorului în funcție de încălzirea sa. Se constată că pentru o variație de aproximativ 5 grd rezistența termistorului crește brusc. Această proprietate este folosită în schemele de protecție împotriva suprasarcinilor.

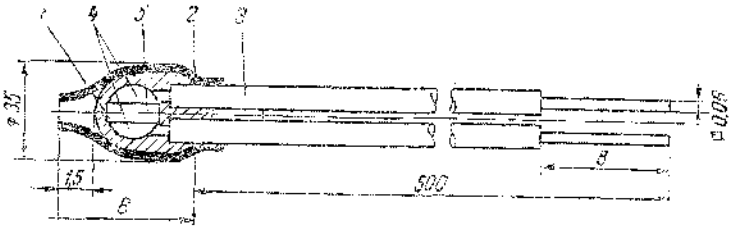


Fig. 9.77 Termistor de tip conductor rece:
1, 2 — izolații ; *3* — conductoare de racord ; *4* — lipituri ; *5* — semiconductorul.

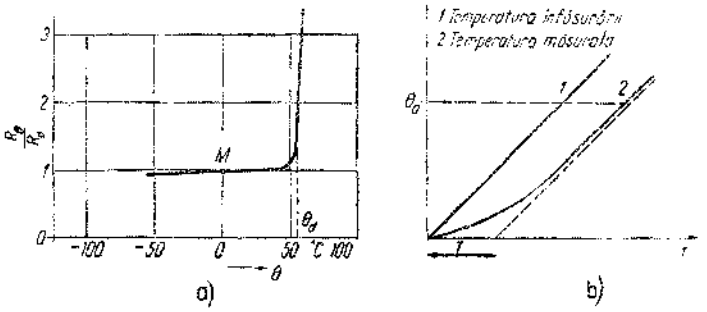


Fig. 9.78 Variația rezistenței cu temperatura la un termistor rece:
a — **cotul de modificare a rezistenței** ; *b* — **constanta de timp** *T*.

Se construiesc termistoare cu cotul de modificare a rezistenței cuprins între 55°C și 140°C și cu constanta de timp T cuprinsă între 0,1 s și 4. s. Semnificația constantei de timp este dată în figura 9.78, *b*.

În figura 9.79 se indică schema electrică a protecției unui electromotor împotriva suprasarcinii. Termistoarele *a*, *b*, *c*, conectate în serie, se află în circuitul bobinei contactorului *d*. La depășirea temperaturii de funcționare a termistoarelor, rezistența electrică a acestora crește brusc, iar contactorul *d*, fiind subexcitat întrerupe circuitul de alimentare al bobinei contactorului principal *e*, care deconectează electromotorul. Dispozitivul de protecție se autosupraveghează, adică, dacă legătura între termistoare și contactorul *d* se întrerupe, aceasta atrage după sine deconectarea contactorului principal *e*. După o declanșare, dacă temperatura bobinajului scade cu 5 grade, instalația este din nou în stare de funcționare.

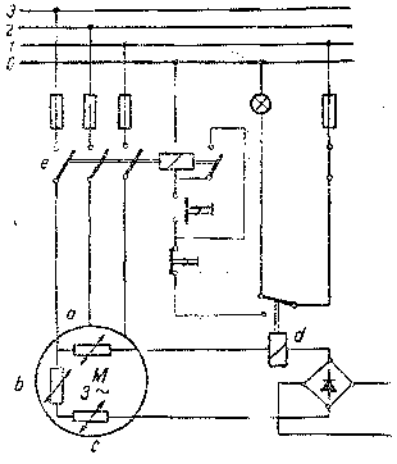


Fig. 9.79 Schema de protecție a unui electromotor cu ajutorul termistoarelor.

9.5. SIGURANȚE FUZIBILE DE JOASĂ TENSIUNE

Siguranța fuzibilă este un aparat de comutație al cărui rol este de a întrerupe circuitul, în care este instalat, prin fuziunea unuia sau mai multor elemente concepute și calibrate în acest scop, cînd curentul care parcurge siguranța depășește o anumită valoare pe o anumită durată.

Există numeroase tipuri constructive de siguranțe fuzibile utilizate în instalații industriale și în locuințe, dar după practica europeană, principalele tipuri sînt trecute în tabela 9.7 și reprezentate în figurile : 9.80, mare putere ; 9.81, cu filet ; 9.82, miniatură.

Din tipurile reprezentative de siguranțe fuzibile : de mare putere, cu filet și miniatură, în cadrul lucrării de față se dezvoltă calculul și proiectarea siguranțelor de mare putere, rolul și importanța acestora fiind deosebite în cadrul funcționării rețelelor electrice destinate a alimenta întreprinderi industriale și centre populate.

Deși tratarea se referă numai la siguranțele de mare putere, majoritatea noțiunilor, cum sînt : curentul prezumat, capacitatea de rupere, caracteristica de limitare, caracteristica de suprasarcină, sînt valabile pentru toate tipurile de siguranțe fuzibile.

Fig. 9.80 Siguranță fuzibilă de mare putere, joasă tensiune.

Fig. 9.81 Siguranță fuzibilă cu filet.

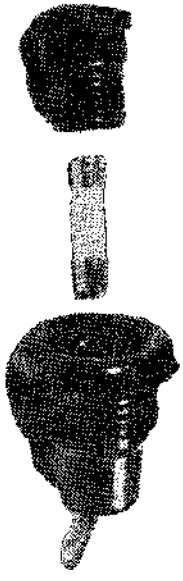


Fig. 9.82 Siguranță fuzibilă miniatură.

9.5.1. Construcție

În figura 9.80 se indică elementele componente ale siguranței fuzibile de mare putere : *elementul înlocuitor 1, soclul 2, dispozitivul de manevră 3.* Din desenul elementului înlocuitor, dat în figura 9.83, rezultă următoarele elemente componente principale :

1 — elementul fuzibil. Acesta este realizat din bandă de argint (uneori de cupru argintat), cu o lățime de 4—10 mm și o grosime de 0,1—0,5 mm. Un element înlocuitor conține 1—6 asemenea benzi conectate în paralel, iar unele variante constructive posedă o singură bandă lată de 15—25 mm îndoită după muchiile unui paralelipiped. Elementul fuzibil este uzinat în scopul asigurării funcționării lui atît la scurtcircuite cît și la suprasarcină.

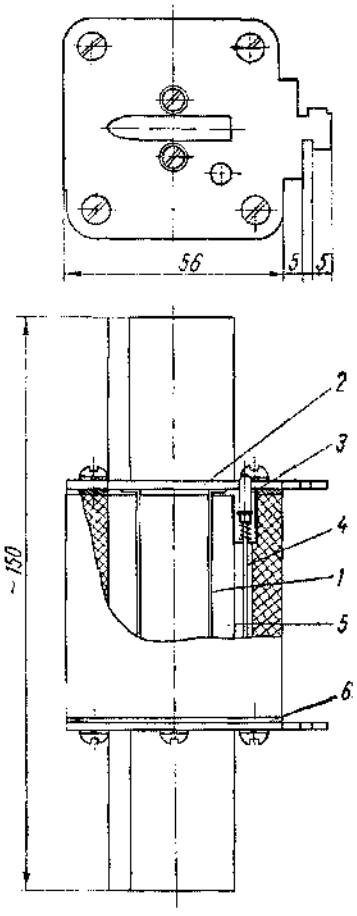


Fig. 9.83 Construcția siguranței fuzibile de mare putere.

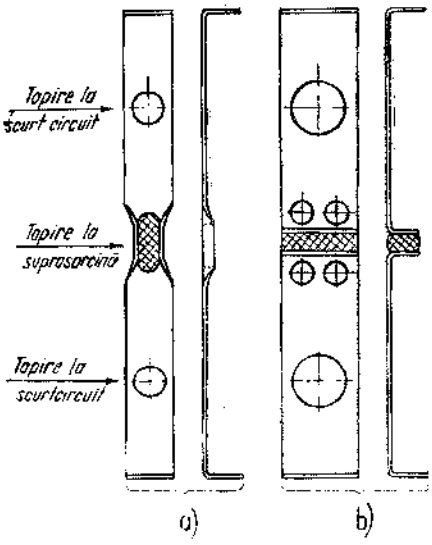


Fig. 9.84. Elemente fuzibile :
a — secțiune îngustată ; *b* — secțiune discontinuă.

Astfel, pentru a funcționa la scurtcircuite, prin întreruperea benzii, se reduce secțiunea acesteia la 0,12—0,25 din secțiunea nediminuată prin practicarea unor găuri spre extremitățile benzii, ca în figura 9.84. Pentru a efectua protecția împotriva suprasarcinii partea centrală a lamelei primește o cantitate determinată de aliaj ușor fuzibil (pe bază de cositor, plumb, antimoniu). Uneori se diminuează ușor secțiunea în această zonă ca în figura 9.84, *a* sau se introduce o punte din aliaj fuzibil ca în figura 9.84, *b*;

TABELA 9.7

Tipuri constructive de siguranțe fuzibile de joasă tensiune

Nr.	Denumirea	Tensiune nominală V	Curent nominal A	Curent prezumat întrerupt kA	Folosire	Fig.
1	Siguranță fuzibilă de mare putere	< 1 000 V	100—1 000 A	50	Instalații industriale	9.80
2	Siguranță fuzibilă cu filet	< 1 000 V	15—100	< 33	Instalații industriale și domestice. Aparate electrice (redresoare, aparate de radio și televiziune etc.)	9.81
3	Siguranță miniatură	< 550 V	0,1—10	< 2		9.82

2 — capac frontal cu cuțit de contact;

3 — indicator de funcționare, al cărui buton iese în evidență la topirea firului fuzibil *4*;

4 — anvelopă din steatit, porțelan electrotehnic sau material plastic;

5 — umplutură din nisip de cuarț;

6 — garnitură de asbest pentru etanșarea anvelopei de porțelan și izolare termică.

Funcționarea siguranței fuzibile de mare putere constă în topirea benzilor de argint în masa de nisip de cuarț și deci întreruperea circuitului. Această topire poate avea loc în două condiții de funcționare și anume la scurtcircuit și la suprasarcină.

9.5.2. Funcționarea la scurtcircuit

În această condiție elementul fuzibil se topește în zona de secțiune minimă, iar arcul electric care apare erodează banda și se extinde ca lungime pînă cînd nisipul de cuarț îl răcește suficient pentru a-l stinge. Caracteristic pentru funcționarea la scurtcircuit este *procesul de limitare* a curentului de scurtcircuit, ca durată și ca amplitudine. În figura 9.85 se arată diagrama frecventă a procesului de limitare a unui curent de scurtcircuit simetric. Pe această diagramă se disting următoarele mărimi:

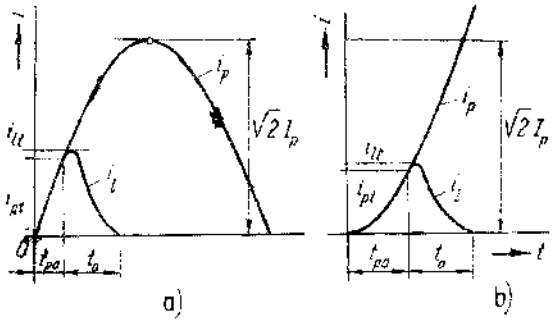


Fig. 9.85 Efectul de limitare în condiție de asimetrie a curentului de scurtcircuit.

i_p — curentul prezumat, definit ca acel curent care ar trece prin circuit dacă siguranța fuzibilă ar fi înlocuită cu o conexiune de impedanță neglijabilă ;

i_{pt} — curentul prezumat tăiat, definit ca valoare instantanee a curentului prezumat în momentul apariției arcului electric ;

i_l — curentul limitat, care trece prin siguranța fuzibilă ;

i_{lt} — curentul limitat tăiat (curent de trecere), valoarea instantanee maximă a curentului limitat. În general curentul limitat tăiat i_{lt} este mai mare decît curentul prezumat tăiat, deoarece curentul prezumat este în creștere, iar rezistența arcului electric este încă mică ;

t_{pa} — durata prearc (timp de topire), timpul scurs între momentul inițierii curentului de scurtcircuit, de suficientă amplitudine pentru a topi elementele fuzibile și momentul apariției arcului electric ;

t_a — durata arcului, timpul scurs între momentul inițierii arcului electric și momentul extincției totale a acestuia ;

$t_{pa} + t_a$ — durata de funcționare, suma între durata prearc și durata arcului.

Din diagramele (calculate) sau oscilogramele (înregistrate) de tipul celei din figura 9.85 pentru diferite valori ale curentului prezumat se trasează caracteristicile următoare :

Caracteristica de limitare se trasează ca în figura 9.86, adică pe abscisă se trece curentul prezumat (valoarea efectivă), iar pe ordonată valoarea curentului limitat tăiat. Curbele se trasează pentru diferite grade de asimetrie a curentului prezumat. Se poate constata, după cum s-a reprezentat și în figura 9.85, *a* și *b*, că valoarea curentului limitat tăiat la curentul prezumat asimetric este mai mică decît valoarea la curent simetric, pentru același element înlocuitor. Deoarece limitarea curentului are loc pe la o durată prearc mai mică decît 5 ms, pe această durată procesul de încălzire al benzii fuzibile se consideră adiabatic.

Caracteristica $\int i^2\,dt$ (integrala Joule) se obține trecînd pe ordonată efectul termic, adică $\int_0^{t_1} i^2\,dt$ (prearc) sau $\int_0^{t_2} i^2\,dt$ (funcționare), iar pe abscisă valoarea efectivă a curentului nominal al elementului înlocuitor pentru diferite condiții

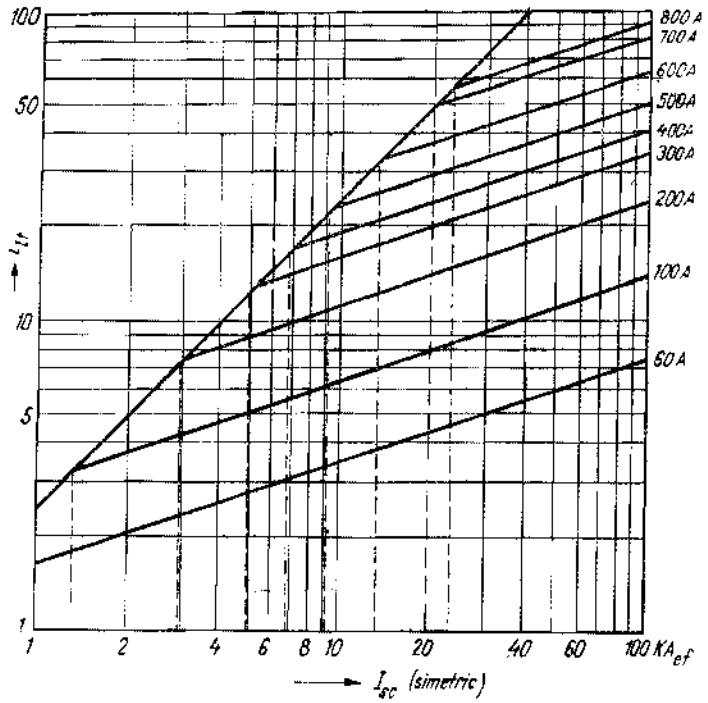


Fig. 9.86 Caracteristica de limitare:
1 — curent continuu; 2 — curent alternativ simetric; 3 — curent alternativ asimetric.

de asimetrie. Această caracteristică constituie un indiciu asupra energiei dezvoltate în elementul înlocuitor pe durata arcului electric sau pe durata de funcționare.

Caracteristica timp — curent se obține trecînd pe ordonată durata virtuală de prearc sau de funcționare în funcție de valoarea efectivă a curentului simetric prezumat, pentru diferite condiții de funcționare. Prin durata virtuală se înțeleg mărimile

$$t_{vp}=\frac{\int_0^{t_1} i^2\,dt}{I_p^2} \tag{9.109}$$

respectiv

$$t_{vf}=\frac{\int_0^{t_2} i^2\,dt}{I_p^2} \tag{9.110}$$

adică raportul între integrala Joule și pătratul valorii efective a curentului simetric prezumat. Aceste mărimi constituie un criteriu asupra rapidității relative de funcționare a elementului înlocuitor.

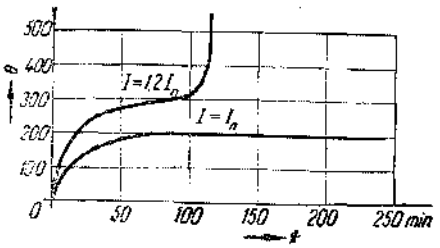


Fig. 9.87 Încălzirea la sarcină normală și suprasarcina 1, 2 I_n.

9.5.3. Funcționarea la suprasarcină

Dacă amplitudinea curentului care parcurge siguranța fuzibilă este relativ mică (în general mai mică decît 15 ori curentul nominal) siguranța nu mai are efect limitativ, iar topirea se realizează în zona centrală a benzii fuzibile, loc în care este plasat un aliaj ușor fuzibil, de exemplu 62% Sn ; 38% Pb (a se vedea figura 9.84). Procesul topirii benzii se explică prin *efectul metalurgic* în sensul că, la încălzirea benzii, aliajul ușor fuzibil ia temperatura acesteia, pînă la atingerea temperaturii de fuziune a aliajului. Datorită fuziunii aliajului are loc un proces de dizolvare a argintului în masa de aliaj, ceea ce conduce la formarea unui arc electric. Acest proces este complex și se produce în condițiile cedării căldurii de către banda fuzibilă către granulele de nisip.

În figura 9.87 se reprezintă grafic curbele încălzirii elementului fuzibil în zona aliajului la trecerea curentului nominal și trecerea unui curent de suprasarcină de 1,2 I_n. Se constată că la trecerea curentului nominal temperatura se

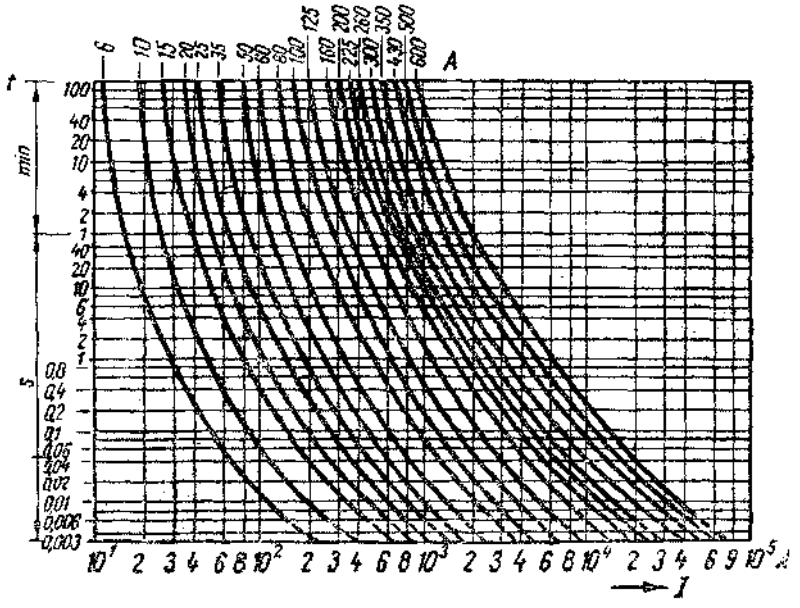


Fig. 9.88 Caracteristice de suprasarcină.

situează sub 200°C, iar la trecerea curentului de suprasarcină încălzirea crește brusc la temperatura de fuziune a aliajului. Procesul de topire la suprasarcină este reprezentat de *caracteristica de suprasarcină*, care se obține trecînd în abscisă valorile efective ale curentului pe care le suportă elementul înlocuitor, iar pe ordonată timpul corespunzător.

În figura 9.88 se indică curbe de funcționare la suprasarcină pentru o serie normală de siguranțe fuzibile rapide în valori ale curenților nominali cuprinse între 6 și 600 A. Aceste curbe au importanță deosebită în asigurarea protecției selective în rețelele de joasă tensiune.

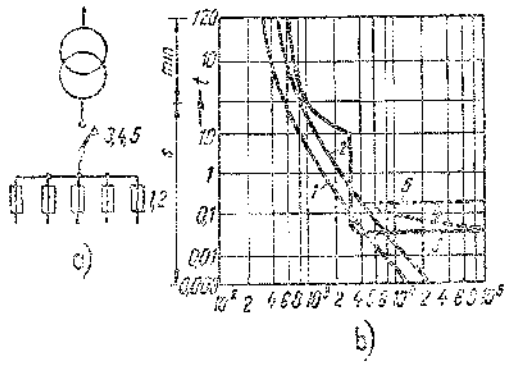


Fig. 9.89 Selectivitate întreruptor-siguranță fuzibilă :
a — schema electrică ; *b* — caracteristici.

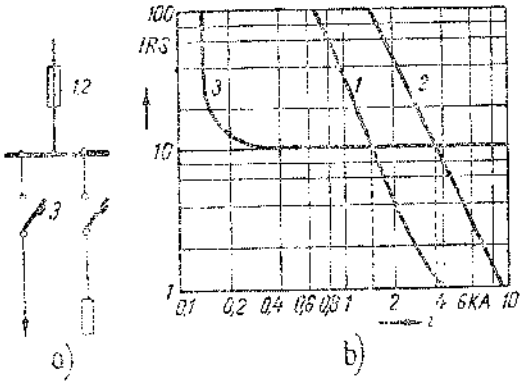


Fig. 9.90 Selectivitate siguranță fuzibilă-întreruptor de instalație interioară :
a — schema electrică ; *b* — caracteristici de protecție.

9.5.4. Selectivitatea

Caracteristicile de limitare și de protecție trebuie să asigure protecția selectivă a rețelelor și instalațiilor deservite, astfel ca la apariția unei suprasarcini sau a unui scurtcircuit într-un punct al rețelei să se deconecteze o secțiune cît mai mică și cea mai apropiată de defect, fără a se periclita stabilitatea termică și electrodinamică a rețelei.

Selectivitate între întreruptorul de joasă tensiune și siguranța fuzibilă. În situația prezentată în figura 9.89, *a*, siguranța fuzibilă trebuie să funcționeze în toate condițiile de scurtcircuit sau suprasarcină într-un timp mai redus decît întreruptorul automat. În figura 9.89, *b* se arată coordonarea între caracteristicile de protecție posibile *3*, *4*, *5* ale întreruptorului și caracteristicile *1*, *2* ale siguranțelor de 200 A, respectiv de 300 A. Protecția selectivă este asigurată numai de caracteristicile *5* sau *4* ale întreruptorului cu caracteristica *1* a siguranței fuzibile.

Selectivitate între siguranța fuzibilă și întreruptorul automat pentru instalații interioare (figura 9.90, a). Curenții de scurtcircuit în instalațiile interioare nu depășesc 1,5—2 kA și deci este necesar ca în asemenea situații să deconecteze mai întîi întreruptorul automat. În funcție de construcția și performanțele acestui întreruptor există două practici de coordonare. Dacă întreruptorul nu este limitator, adică întreruperea curentului se realizează fără o prealabilă alungire sensibilă a arcului electric și deci fără o limitare a intensității curentului, durata întreruperii este de 10 ms, adică de o semiperioadă. După cum se arată în figura 9.90, *b* intersecția între caracteristicile *1* sau *2* ale siguranței fuzibile cu caracteristica *3* a întreruptorului trebuie să se facă în puncte care să delinească curenți mai mari decît curenții de scurtcircuit.

Dacă întreruptorul automat este limitator, adică stingerea arcului electric se realizează pe baza alungirii sensibile și deci o creștere a rezistenței electrice a arcului electric, durata întreruperii este mai mică decît 10 ms. În acest caz este necesar a se compara integrala Joule a siguranței fuzibile

$$J_1=\int_0^{t_2} i^2\,dt=\text{const.} \tag{9.111}$$

cu funcția de curent de scurtcircuit I_{sc} și tensiunea nominală U

$$J_2=f\,(I_{sc},\ U) \tag{9.112}$$

a întreruptorului automat. Această funcție are semnificația unei integrale Joule, însă nu este o constantă ca la o siguranță, ci o mărime dependentă de curentul de scurtcircuit. În figura 9.91 se arată modul de calculare al integralelor Joule pentru siguranța fuzibilă *a* și întreruptorul de instalație *b*, corespunzător ariilor hașurate. Criteriul de selectivitate rezultă din necesitatea ca pentru fiecare curent de scurtcircuit efectul termic produs în întreruptorul de instalație pe durata deconectării lui să fie mai redus decît efectul termic care produce topirea fuzibilului, adică

$$J_1>J_2.$$

Selectivitate la circuitele de forță. Rolul siguranței fuzibile, montată în amonte față de întreruptor, ca în figura 9.92, *a* este de limita curentului de scurtcircuit care trece prin acesta. Dacă întreruptorul este prevăzut cu declanșator electromagnetic, coordonarea caracteristicilor de protecție se face ca în figura 9.92, *b*. Caracteristica *3* a siguranței fuzibile nu trebuie să întîlnească caracteristica *1* a lamei bimetal, dar va întîlni caracteristica *2* a declanșatorului electromagnetic la valori ale curentului de ordinul 15 I_n, unde I_n este curentul nominal al electromotorului.

Selectivitate între siguranțele fuzibile dintr-o rețea ramificată arborescent. Asigurarea selectivității este posibilă pe baza caracteristicilor de suprasarcină din figura 9.88 în sensul că siguranța din amonte trebuie să aibă un curent nominal mai mare decît siguranța din aval. În afară de acest criteriu este necesar a se

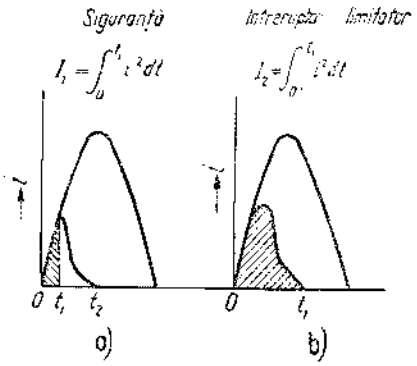


Fig. 9.91 Integrale Joule :
a — pentru siguranța fuzibilă ; b — pentru întreruptorul limitator.

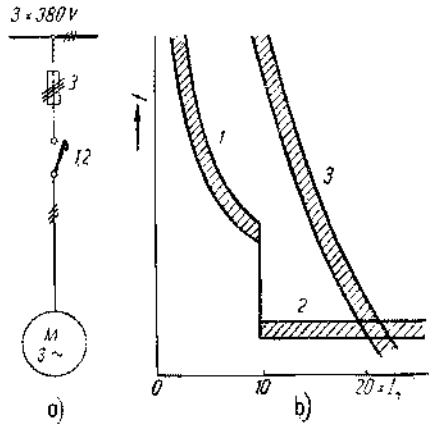


Fig. 9.92 Selectivitatea la un circuit de forță.

ține seama de plaja de dispersie a caracteristicii de suprasarcină care se întinde cu aproximativ $\pm 10\%$ în jurul curbei medii. De aceea, în general, valorile nominale ale curenților siguranțelor fuzibile în două ramificații consecutive se adoptă trecînd peste o treaptă normalizată. Astfel, dacă siguranța *1* are valoarea nominală a elementului de $I_{n1}=160$ A, treapta inferioară va fi $I_{n2}=100$ A și nu 125 A.

Procedînd astfel se asigură și selectivitatea în domeniul curenților de scurtcircuit, întrucît este satisfăcută relația

$$\int_0^{t_1} i_1^2 \, dt > \int_0^{t_1} i_2^2 \, dt. \tag{9.113}$$

Selectivitate în rețelele buclate. Curentul de scurtcircuit care trece prin siguranța așezată pe conductorul defect rezultă ca o sumă a curenților de scurtcircuit pe celelalte ramuri care concură în același nod. Trebuie observat că valorile nominale ale elementului înlocuitor sînt aceleași pentru siguranțele fuzibile plasate pe conductoarele care concură în același nod. Selectivitatea este asigurată dacă aportul în intensitatea curentului de scurtcircuit, al conductorului celui mai încărcat, nu depășește 70% din curentul total de scurtcircuit.

Protecția intrinsecă a siguranțelor pentru dispozitive semiconductoare. Defectul curent care poate interveni într-o punte de redresare este ca o celulă (diodă) să se întrerupă, și prin aceasta se întrerupe o punte de redresare. În acest caz, sarcina trece pe celulele sănătoase din fazele adiacente. Siguranțele fuzibile conectate în serie cu celulele sănătoase trebuie să întrerupă circuitul înainte ca celula (dioda sau tiristorul) să ajungă la temperatura de distrugere. Criteriul de dimensionare este ca integrala Joule a elementului înlocuitor să aibă o valoare mai mică decît inegrala Joule care provoacă distrugerea celulei semiconductoare.

9.5.5. Calculul preliminar al unei siguranțe fuzibile de mare putere și joasă tensiune

Pentru a dimensiona siguranțe fuzibile se ține seama de pierderile prin efect Joule la trecerea curentului nominal prin elementul înlocuitor. În prealabil este necesar să se definească noțiunile de curent minim și de curent nominal.

Curentul minim de topire I_{min} are semnificația intensității minime a curentului care produce topirea siguranței în regim permanent de funcționare.

Curentul nominal I_n al elementului înlocuitor are semnificația intensității curentului la care acesta poate funcționa o durată nelimitată, fără a se deteriora și fără a depăși o cădere de tensiune prescrisă. Curentul nominal are o valoare mai mică decît cel minim, adică $I_{min} \approx 1{,}3\ I_n$.

În cele ce urmează se expune metoda de calcul, însoțită de exemple numerice pentru un element înlocuitor de 160 A la frecvența de 50 Hz.

Rezistența electrică a elementului înlocuitor. La determinarea acestei rezistențe se ține seamă de elemente economice, adică de limitarea puterii disipate de elementul înlocuitor. Recomandările CEI indică puterile maxime disipate de 25 W pentru $I_n = 160$ A. Mai trebuie să se țină seamă că pierderile suplimentare, datorită curenților turbionari și histerezis, în piesele masive sporesc pierderile totale cu aproximativ 10—40 % din pierderile evaluate în curent continuu. Temperatura de funcționare a benzii de argint în regim permanent, la trecerea curentului nominal este superioară temperaturii anvelopei de porțelan (de circa 38°C—40°C) și a pieselor metalice frontale (de circa 48°C). În calculul preliminar se admite această temperatură $\theta_b = 200°$ C.

Rezistența benzilor rezultă

$$R = k_a \frac{P_d}{I_n^2} = 0{,}76\ \frac{25}{160^2} = 7{,}40 \cdot 10^{-4}\,\Omega.$$

Aria secțiunii transversale. Aceasta se determină ținînd seama de lungimea benzilor, care este standardizată la $L_b = 62$ mm. Această lungime rezultă din necesitatea ca la stingerea arcului electric piciorul acestuia să fie la o depărtare de 10—12 mm de piesele frontale ale elementului înlocuitor. Se admite argintul ca material pentru benzile fuzibile

$$A = \frac{\rho_{20}[1 + \alpha_R(\theta_b - \theta_{20})]L_b}{R},$$

$$A = \frac{1{,}64 \cdot 10^{-6}[1 + 4{,}22 \cdot 10^{-3}(200 - 20)] \cdot 6{,}2}{7{,}40 \cdot 10^{-4}} = 2{,}43 \cdot 10^{-2}\ \text{cm}^2 \qquad (9.114)$$

$$A = 2{,}43\ \text{mm}^2.$$

Numărul de benzi în paralel. Pentru o bună transmisie a căldurii spre nisipul de cuarț se aleg 3 benzi în paralel așezate simetric pe periferia unui cerc cu diametrul aproximativ 20 mm. Dimensiunile benzii sînt

$$ab = \frac{A}{n} = \frac{2{,}43}{3} = 0{,}81\ \text{mm}^2$$

$$a = 3{,}5\ \text{mm};\quad b = 0{,}23\ \text{mm}.$$

Caracteristica de limitare. Efectul limitator al siguranței se obține prin practicarea în bandă, în mod simetric, de găuri de diametru $d=2$ mm ca în figura 9.84. Aceste găuri modifică rezistența benzii în mod nesensibil.

În dreptul găurilor secțiunea diminuată are aria

$$A_d=n(a-d)\ b=3\ (3,5-2)\cdot 0,23=1,035\ \text{mm}^2.$$

Punctele caracteristicii de limitare se calculează plecînd de la relația de transformare adiabatică

$$\int_0^{t_1} i^2 dt=\frac{c_1}{\rho_{20}\alpha_R}\ln(1+\alpha_R\cdot\theta_1)\ A_d^2+\frac{\lambda}{\rho_m}A_d^2=KA_d^2 \qquad (9.115)$$

unde: i este valoarea instantanee a curentului;

c_1 — căldura specifică volumică a materialului utilizat;

α_R — coeficientul de temperatură al rezistivității;

θ_1 — încălzirea la topire; $\theta_1=\theta_t-\theta_{20}$;

λ — căldura latentă de topire a materialului;

ρ_m — rezistivitatea medie în timpul topirii materialului.

Valorile pentru K, cuprinzînd evoluția pînă la apariția arcului electric, adică procesele de încălzire și apoi de topire a benzii, sînt

$$K_{Ag}=6,93\cdot 10^8\ [\text{A/cm}^2]^2\cdot\text{s, pentru argint,}$$

$$K_{Cu}=9,96\cdot 10^8\ [\text{A/cm}^2]^2\cdot\text{s, pentru cupru.}$$

În cele ce urmează se indică mersul calculului pentru un singur punct al caracteristicii de limitare, corespunzător curentului continuu de 30 kA și curentului alternativ efectiv tot de 30 kA.

Relațiile de calcul sînt cele stabilite în capitolul 8, cu ocazia studiului siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune.

a. Curent continuu, $\tau=15$ ms

$$I=3\cdot 10^4\ \text{A},$$

$$I^2=9\cdot 10^8\ \text{A}^2,$$

$$KA_d^2=6,93\cdot 10^8\times 1,035^2\cdot 10^{-4}=7,18\cdot 10^4\ \text{A}^2,$$

$$t_0=\frac{KA_d^2}{I^2}=\frac{7,18\cdot 10^4}{9\cdot 10^8}=0,798\cdot 10^{-4}\ \text{s},$$

$$t\quad \sqrt[3]{3t_0\tau^2}=\sqrt[3]{3\times 0,798\cdot 10^{-4}\times 15^2\cdot 10^{-6}}=3,77\cdot 10^{-3}\text{s},$$

$$=I\ (1-e^{-\frac{t_1}{\tau}})=30\cdot 10^3\ (1-e^{-0,251})=6,6\ \text{kA}.$$

b. Curent alternativ simetric

$$\sigma_0 = \frac{t_0}{T} = \frac{0{,}798 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 10^{-2}} = 0{,}399 \cdot 10^{-2},$$

$$\sigma_m = \frac{1}{3}\sqrt[3]{\sigma_0} = \frac{1}{3}\sqrt[3]{0{,}399 \cdot 10^{-2}} = 0{,}053,$$

$$t_1 = \sigma_m T = 0{,}053 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 1{,}06 \cdot 10^{-3} \text{ s},$$

$$i_{pt} = 2\sqrt{2}\pi I \sigma_m = 2\sqrt{2}\pi \times 3 \cdot 10^4 \times 0{,}053 = 14{,}1 \text{ kA}.$$

c. Curent alternativ asimetric

$$\sigma_m = \frac{1}{2{,}53}\sqrt[3]{\sigma_0} = \frac{1}{2{,}53}\sqrt[3]{0{,}399 \cdot 10^{-2}} = 0{,}131,$$

$$t_1 = \sigma_m T = 0{,}131 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 2 \cdot 62 \cdot 10^{-3} \text{ s},$$

$$i_{pt} = 16\sqrt{2} I \sigma_m^2 = 16\sqrt{2} \times 3 \cdot 10^4 \times 0{,}131 = 13{,}1 \text{ kA}.$$

Observații. Pentru aceeași valoare a componentei alternative viteza de creștere a curentului asimetric este mai redusă decît a curentului simetric. Ca urmare durata prearc este mai mare la curentul asimetric decît la cel simetric ($2 \cdot 62 \cdot 10^{-3}$ s $> 1{,}06 \cdot 10^{-2}$ s), iar valoarea curentului limitat în regim asimetric este mai mică decît aceeași valoare în regim simetric (13,1 kA < 14,1 kA). Pentru construcțiile uzuale curentul prezumat tăiat i_{pt} este practic egal cu curentul limitat tăiat i_{lt}.

Caracteristica de suprasarcină. În principiu această caracteristică trebuie să se adapteze la obiectul protejat în sensul ca încălzirea la care se produce topirea siguranței fuzibile să nu apară la o încălzire mult prea mare a obiectului protejat. După recomandările CEI elementul înlocuitor poate fi de tipurile : *de uz general*, *de însoțire* și *rapid*. Alte norme stabilesc două tipuri de elemente înlocuitoare : *lente* și *rapide*. Prin tipul de însoțire se înțelege acel tip care se conectează în amonte față de un întreruptor, deci care însoțește întreruptorul.

Determinarea prin calcul a caracteristicii de suprasarcină este deosebit de dificilă și de aceea în practică se recurge la verificări experimentale. Sensul în care trebuie să se intervină în experimentare rezultă din considerațiile teoretice ce urmează.

Se consideră un *model termic* al elementului înlocuitor ca în figura 9.93,

unde : R este rezistența benzilor pe jumătate din lungimea lor ;
I — valoarea efectivă a intensității curentului ;
c_1 — căldura specifică volumică a benzii de argint ;
c_2 — căldura specifică volumică a nisipului de cuarț ;
V_1 — volumul benzilor de argint pe jumătate din lungimea lor ;
V_2 — volumul nisipului în zona centrală, înconjurată de benzile fuzibile pe jumătate din lungimea lor ;

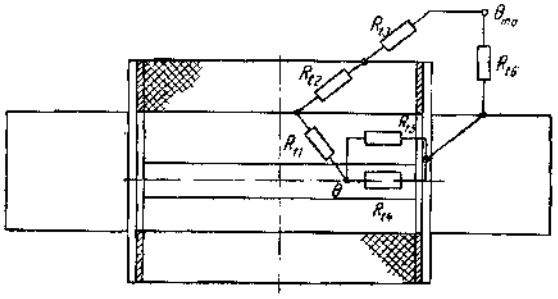


Fig. 9.93 Modelul termic al siguranței fuzibile de joasă tensiune.

R_t — rezistența termică echivalentă.

$$R_t = \frac{R_{ta} R_{tb}}{R_{ta} + R_{tb}}$$

$$R_{ta} = R_{t1} + R_{t2} + R_{t3}$$

$$R_{tb} = \frac{R_{t4} R_{t5}}{R_{t4} + R_{t5}} + R_{t6}$$

R_{t1} — rezistența termică de la grupul de benzi, în nisipul de cuarț la anvelopa de porțelan, pe 0,5 din lungimea elementelor;

R_{t2} — rezistența termică a anvelopei de porțelan, pe 0,5 din lungimea anvelopei;

R_{t3} — rezistența termică la limita anvelopei de porțelan, pe 0,5 din lungimea anvelopei;

R_{t4} — rezistența termică echivalentă a benzii de argint spre una din piesele frontale;

R_{t5} — rezistența termică între benzile de argint și una din piesele frontale;

R_{t6} — rezistența termică la limita unei piese frontale la periferia sa.

Acest model termic este justificat de faptul că la elementele înlocuitoare construite temperatura rămîne practic constantă în lungul anvelopei de porțelan, pentru un curent dat. De asemenea se consideră că piesa frontală are aceeași temperatură în orice punct al său și că rezistența termică a sa este nulă.

Calculul caracteristicii de suprasarcină se efectuează cu ajutorul ecuației de încălzire, în care se ține seama de variația rezistenței electrice a benzilor cu încălzirea.

Bilanțul energetic este următorul:

$$RI^2 \, dt = (c_1 V_1 + c_2 V_2) d\theta + \frac{\theta}{R_t} dt \qquad (9.11)$$

unde

$$R = R_{ma}(1 + \alpha_R \theta)$$

$$cV = c_1 V_1 + c_2 V_2.$$

R_{ma} este rezistența în stare de preîncălzire a benzilor de argint pe jumătate din lungimea lor. Astfel ecuația (9.116) devine

$$\frac{d\theta}{dt} + \left(\frac{1}{R_t} - R_{ma}\alpha_R I^2\right)\frac{1}{cV}\cdot\theta = \frac{R_{ma}I^2}{cV}.$$

Cu soluția în domeniul imagine al transformatei Laplace

$$\mathfrak{L}\,\theta = \frac{R_{ma}R_tI^2}{1-\alpha_R R_{ma}R_tI^2}\,\frac{1}{p}\,\frac{1}{\left(1+\dfrac{R_tcV}{1-\alpha_R R_{ma}R_tI^2}\,p\right)}$$

și soluția în domeniul original

$$\theta = \frac{R_{ma}R_tI^2}{1-\alpha_R R_{ma}R_tI^2}\left\{1-\exp\left[-t\left(\frac{1}{R_tcV} - \frac{RR_{ma}R_tI^2}{R_tcV}\right)\right]\right\}. \tag{9.117}$$

Cu notațiile

$$R_{ma}R_tI^2 = \theta_{0max},$$

$$\frac{1}{R_tcV} = \frac{1}{T_0}$$

$$\frac{\alpha_R R_{ma}R_tI^2}{R_tcV} = \frac{1}{T_1}$$

se obține

$$\theta = \frac{\theta_{0\,max}}{1-\alpha_R\,\theta_{0\,max}}\left[1-\exp\left(-t\,\frac{T_1-T_0}{T_1T_0}\right)\right]. \tag{9.118}$$

Dacă se notează

$$\theta_{max} = \frac{\theta_{0\,max}}{1-\alpha_R\,\theta_{0\,max}}$$

$$\frac{1}{T} = \frac{T_1-T_0}{T_1T_0}$$

ecuația încălzirii rezultă

$$\theta = \theta_{max}\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right). \tag{9.119}$$

Dacă banda fuzibilă ajunge la încălzirea $\theta=\theta_d$, din ecuația (9.119) rezultă timpul de declanșare t_d

$$t_d = T\,\ln\frac{\theta_{max}}{\theta_{max}-\theta_d}. \tag{9.120}$$

În ecuația (9.120) se consideră :

$\theta_d=\theta_t-\theta_{ma}=300-35=265$°C, încălzirea benzilor fuzibile la inițierea procesului de topire ;

$\theta_{ma}=35°$ C temperatura mediului ambiant;
R_{ma}=rezistența benzilor de argint la temperatura mediului ambiant.

Observații: Temperatura nu este constantă în lungul benzii fuzibile și anume în zona centrală, unde de obicei există și o diminuare a secțiunii. Temperatura este mai ridicată cu cîteva grade, pînă la cîteva zeci de grade. Cantitatea de aliaj ușor fuzibil care se așază în zona menționată este de ordinul $3\times0{,}06$ g pentru o siguranță fuzibilă de 160 A.

Dacă densitatea de curent crește astfel încît $\alpha_R\theta_{\nu max}>1$, alura curbei de încălzire se modifică în sensul unei creșteri rapide a temperaturii către temperatura de declanșare. Calculul caracteristicii de suprasarcină cu relația (9.116) este indicat pentru valori mari ale timpului ($t>10'$). Pentru valori ale timpului reduse ($0{,}01<t<0{,}05$) procesul încălzirii se poate considera adiabatic.

Arcul electric în elementul înlocuitor; justificarea lungimii benzii fuzibile. Stingerea arcului electric în nisipul de cuarț este cu atît mai eficientă, adică se realizează la un gradient de potențial cu atît mai mare, cu cît contactul între arcul electric și masa de nisip este mai intim. Deoarece nisipul este îndesat în elementul înlocuitor, canalul arcului electric se stabilește în locul benzii metalice care s-a topit. Rezultă de aici că eficiența stingerii este maximă dacă elementul fuzibil se prezintă sub formă de bandă și această eficiență este minimă dacă firul fuzibil are secțiune circulară. Viteza de creștere a lungimii arcului electric este dată [135] de relația

$$v=cJ \tag{9.121}$$

unde: $c=2{,}3\cdot10^{-3}$ cm³/As pentru cupru;
$c=2{,}1\cdot10^{-3}$ cm³/As pentru argint.

Pentru curentul de scurtcircuit de 30 kA, valoare efectivă, și elementul înlocuitor de 160 A rezultă viteza de creștere a lungimii arcului electric, în momentul apariției acestuia, la curent simetric

$$v=c\frac{i_{pt}}{A}=2{,}1\cdot10^{-3}\frac{14{,}1\cdot10^{3}}{2{,}43\cdot10^{-2}}=1\,220\frac{\text{cm}}{\text{s}}.$$

Deoarece arcul electric apare în două zone viteza electrică este $v_e=2v=2\times$ $\times1\,220=2\,440$ cm/s. Lungimea maximă a arcului electric L_a se determină ținînd seama că gradientul în coloana arcului electric răcit în nisip de cuarț este $E\approx300$ V/cm. Deci

$$L_a=\frac{\sqrt{2}U}{E}=\frac{\sqrt{2}\cdot550}{300}=2{,}58\ \text{cm}.$$

În consecință fiecare arc electric va avea o lungime maximă de 1,29 cm. Durata aproximativă t_2 a arcului electric rezultă

$$t_2\approx k_a\frac{L_a}{v_e}=2\frac{2{,}58}{2{,}44\cdot10^{3}}=2{,}12\cdot10^{-3}\ \text{s}.$$

Factorul $k_a\approx2$ a fost introdus pentru a ține seamă că pe durata arcului electric intensitatea curentului electric se micșorează din cauza creșterii rezistenței coloanei arcului electric. Mai trebuie observat că, în etapa inițială a for-

mării arcului electric, viteza de creștere a lungimii arcului electric este mai mare decît cea calculată, deoarece arcul electric apare în secțiunea diminuată, în care densitatea de curent este sensibil mai mare față de densitatea de curent în secțiunea nediminuată.

Lungimea standardizată L_b=62 mm a benzii se justifică astfel:

— lungimea arcului electric de scurtcircuit	25,8 mm
— intervale de securitate față de plăcile frontale și între cele două arce electrice 3×12	36 mm
Total	61,8 mm

9.6 ECHIPAMENTE ELECTRICE

Echipamentele electrice constau din ansamble de aparate electrice destinate a asigura funcționarea unor instalații electrice în cadrul unor procese tehnologice. Principalele tipuri de echipamente se referă la:

a — demararea motoarelor asincrone cu rotorul în colivie;
b — demararea motoarelor în conexiunea stea-triunghi;
c — demararea motoarelor asincrone cu rotor bobinat;
d — acționarea podurilor rulante cu trei deplasări: longitudinal, transversal, vertical;
e — acționarea ascensoarelor de mărfuri și persoane;
f — acționarea troleibuzelor, tramvaielor, locomotivelor electrice.

În cele ce urmează se prezintă schematic tipurile reprezentative de echipamente electrice.

9.6.1. Demarajul motoarelor asincrone cu rotorul în colivie

În figura 9.94 se indică echipamentul de curenți tari *a*, diagramele cuplelor motor M_m, rezistent M_r și curentului la demaraj *b*. Echipamentul comportă:

— siguranțe fuzibile SF;
— contactor, eventual inversor format din contactoarele C_{t1}, C_{t2};
— releul de protecție maximal R_M, electromagnetic și de suprasarcină conectat la sistemul de contactoare.

9.6.2. Demarajul motorului asincron cu ajutorul schemei stea-triunghi

În figura 9.95, *a* se indică schema de curenți tari, iar în figura 9.95, *b* diagramele curentului și cuplului la pornire.

La pornire conexiunea stea reduce curentul în înfășurare, și deci apelul de curent de la rețea, de trei ori față de curentul în conexiunea triunghi.

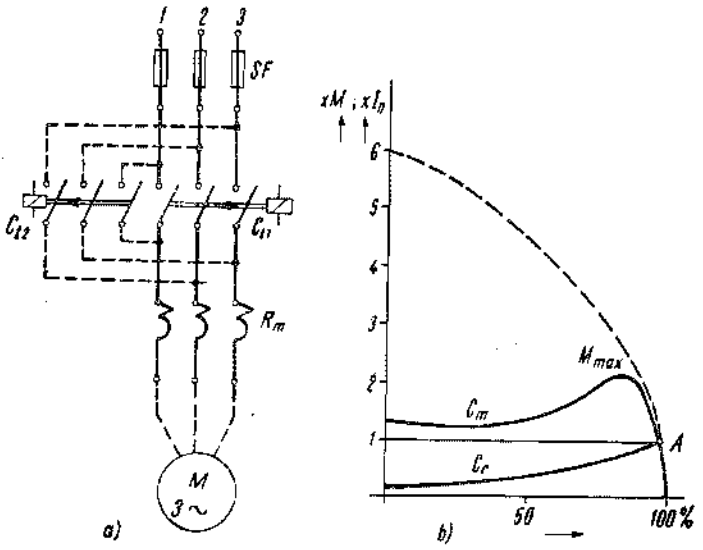


Fig. 9.94 Echipament pentru motorul asincron cu colivie.

Deci

$$\frac{I_{d\lambda}}{I_{d\Delta}} = \frac{1}{3}.$$

Curentul este redus cu factorul $\frac{1}{\sqrt{3}}$ datorită tensiunii aplicate unei faze și cu $\frac{1}{\sqrt{3}}$ datorită conexiunii în stea a statorului. Cuplul mașinii este redus de 3 ori, deoarece tensiunea aplicată unei faze este redusă cu factorul $\frac{1}{\sqrt{3}}$. Deci

$$\frac{M_{d\lambda}}{M_{d\Delta}} = \frac{1}{3}.$$

Aparatajul utilizat include:

— contactorul de linie C_1,

— contactoarele C_2, C_3 interblocate mecanic, care asigură trecerea de la conexiunea stea la conexiunea triunghi,

— releele maximale R_m, electromagnetic și de suprasarcină, acționînd asupra contactorului C_1,

— eventual contactoarele C_4, C_5 pentru inversarea sensului de rotație.

Trecerea de la conexiunea stea la conexiunea triunghi se efectuează după un timp determinat în raport cu tipul și sarcina motorului. Temporizarea de ordinul 2—4 s este asigurată de un releu de timp R după cum se indică în schema de comandă din figura 9.95, *c*.

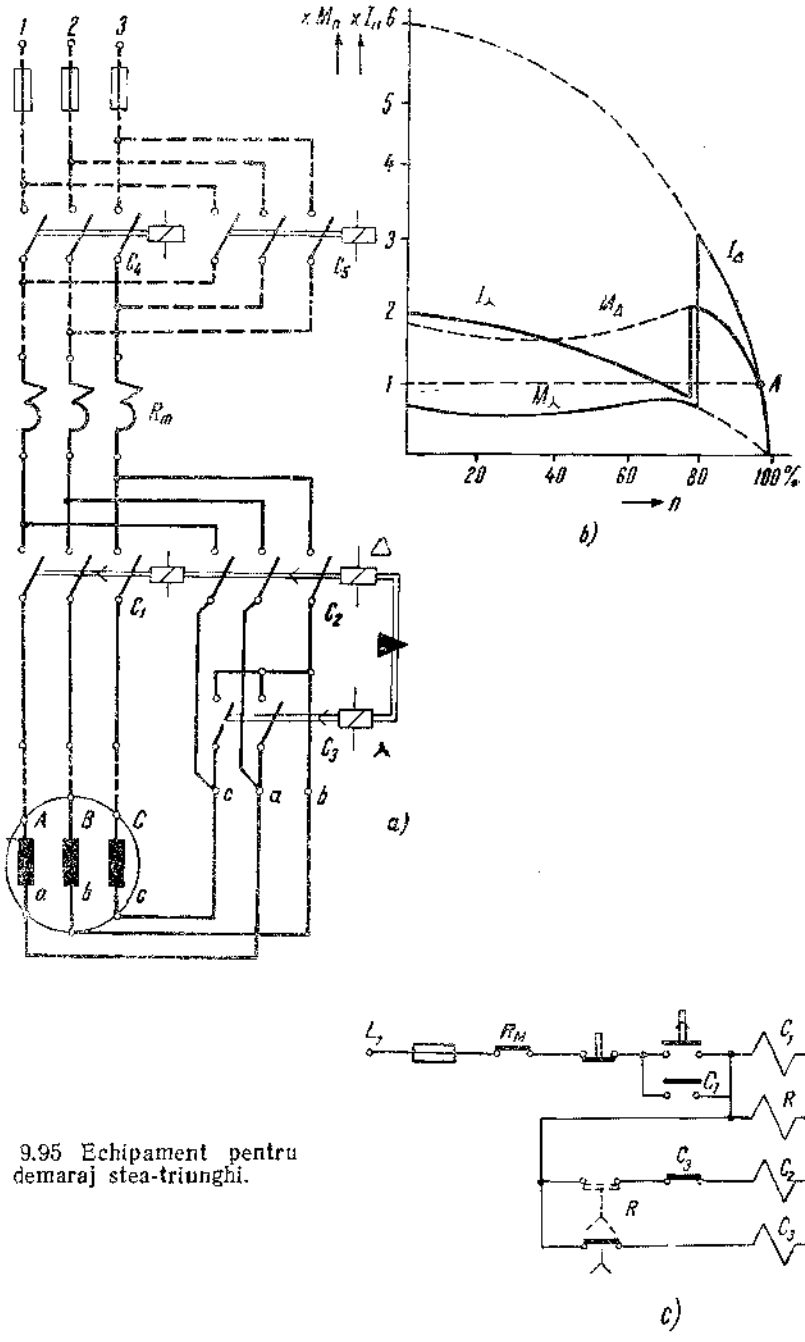


Fig. 9.95 Echipament pentru demaraj stea-triunghi.

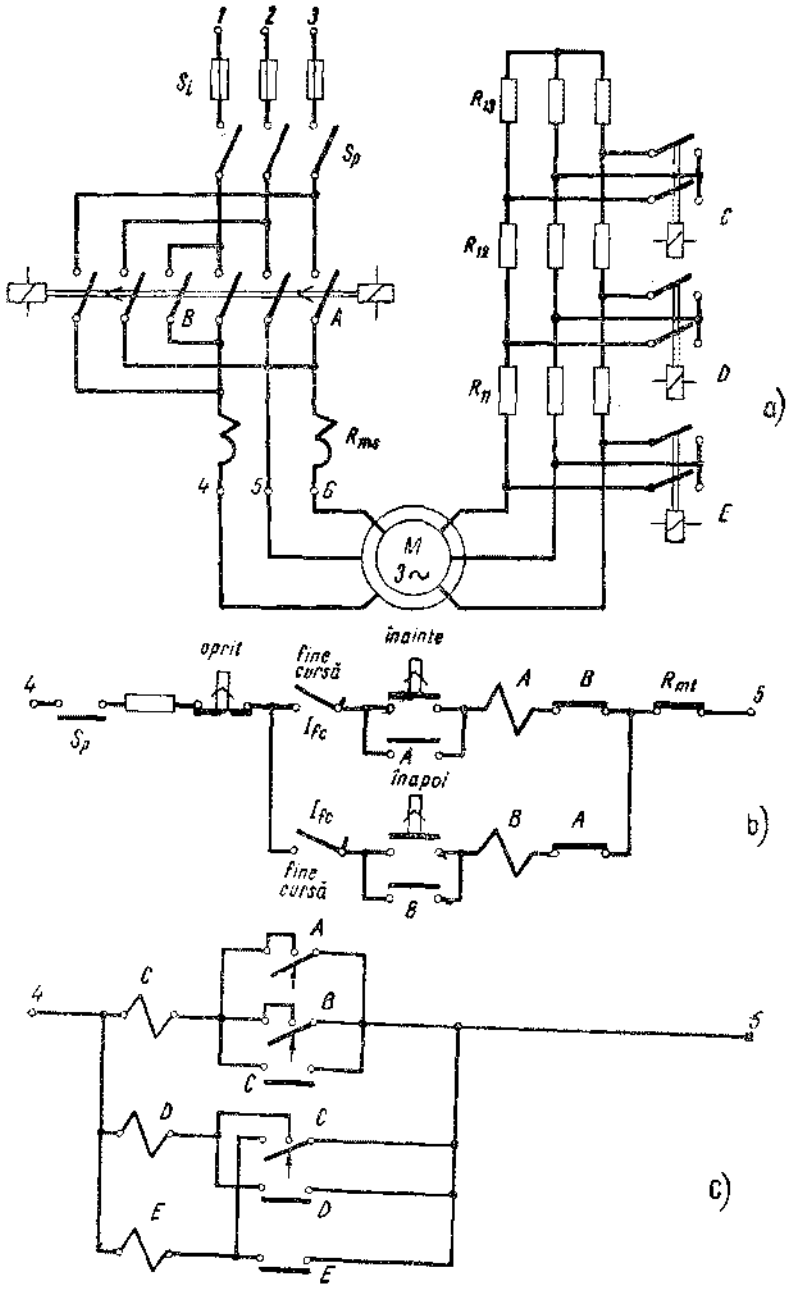


Fig. 9.96 Echipament pentru motor asincron cu inele.

9.6.3. Demarajul motorului asincron cu inele

În figura 9.96 se indică schema de demaraj a unui motor asincron, cu inversare a sensului de rotație, prevăzut cu patru trepte de rezistență în rotor (R_0, R_1, R_2, R_3, unde R_0 este rezistența bobinajului motorului).

Schema a reprezintă schema de curenți tari. Echipamentul cuprinde:

siguranțe fuzibile *Si*;

separator *Sp*;

contactoarele *A*, *B* pentru inversarea sensului de rotație;

relee maximale electromagnetice și de suprasarcină R_{ms};

contactoarele *C*, *D*, *E*, în circuitul rotoric.

Schema b reprezintă schema de comandă desfășurată. Echipamentul cuprinde și limitatoarele de fine de cursă I_{fc}.

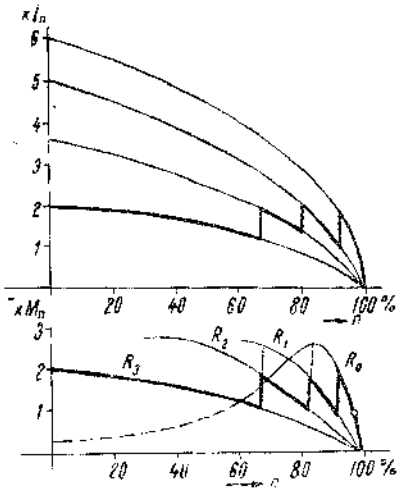


Fig. 9.97 Diagramele cuplului și curentului.

Schema c este schema desfășurată de comandă a contactoarelor din circuitul rotoric.

Se poate constata temporizarea contactoarelor *C* și *D* sub acțiunea releelor de timp atașate contactoarelor *A* sau *B*, respectiv *C*.

În figura 9.97 se reprezintă diagramele curentului și ale cuplului la pornirea motorului asincron în funcție de curentul și cuplul nominal. Se constată o variație a cuplului și a curentului în limitele de la 1 M_n la 2 M_n, respectiv de la I_n la 2 I_n. Temporizarea contactoarelor *C*, *D*, care asigură scurtcircuitarea rezistențelor din rotorul motorului, se efectuează în funcție de cuplul rezistent și de tipul motorului pentru a asigura limitele de curenți și momente impuse.

9.6.4. Echipamentul motoarelor de curent continuu

În figura 9.98 se prezintă o schemă desfășurată pentru acționarea unui motor de curent continuu cu excitație derivație. În circuitul de curenți intenși se află contactoarele *A'* și *B* pentru cele două sensuri de rotație ca și contactoarele D_1 și D_2, care șuntează temporizat rezistențele de demaraj R_1 și R_2. În paralel pe excitația E_x se află rezistența R_a, care servește la amortizarea supratensiunilor de comutație.

În schema de comandă se introduc butoanele de mers „înainte" și „înapoi" ca și butonul pentru „oprit". Contactul *ab* se stabilește cu întîrziere la închiderea contactorului *A*. Se excită astfel contactorul D_1. Apoi se închide contactul *bc* care determină închiderea contactorului D_2. Contactele *cd* și *de* au o poziție simetrică la excitarea contactorului *B*. Contactul normal închis, în paralel

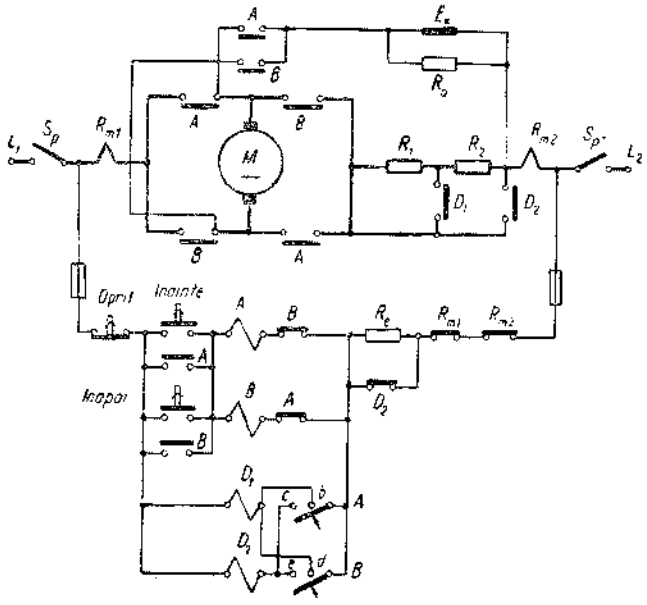


Fig. 9.98. Echipament pentru motor de curent continuu.

pe rezistența economizare R_e, introduce această rezistență în circuit după închiderea contactorului D_2. Deconectarea la suprasarcină este asigurată de releele maximale R_{m1}, R_{m2}.

Observații în legătură cu alte echipamente. Motoarele asincrone de putere mare pot demara și cu un autotransformator, care reduce tensiunea la circa 0,5 din tensiunea nominală. Motoarele de curent continuu, utilizate mai ales în tracțiunea electrică, sînt prevăzute cu contactoare, care introduc rezistențe în paralel pe înfășurarea serie de excitație, în scopul slăbirii cîmpului inductor și deci a reglării numărului de învîrtituri.

În momentul de față există tendința generală de înlocuire a vechilor demaroare manuale cu demaroare automate realizate cu ajutorul contactoarelor. Avantajul esențial al acestora constă în faptul că se poate temporiza corect scurtcircuitarea rezistențelor și deci echipamentul electric este supus unor solicitări moderate și uniforme.

9.6.5. Echipamente cu elemente logice

Prezența elementelor logice în echipamentele electrice oferă posibilități suplimentare de reducere de volum, extindere de funcție, simplitate față de schemele în care se folosesc elemente electromagnetice (contactoare și relee). O schemă industrială are trei grupe de elemente:

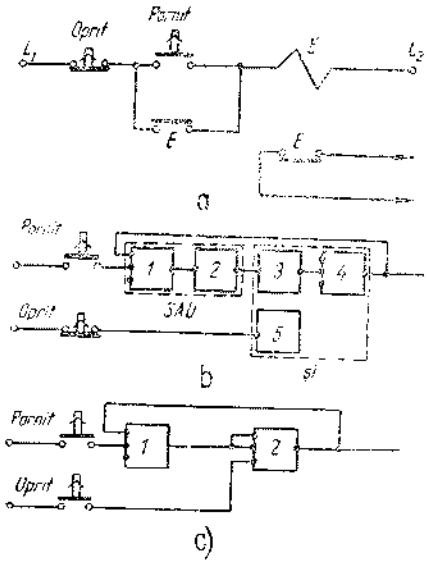


Fig. 9.99 Schemă logică pentru pornirea și oprirea unui electromotor.

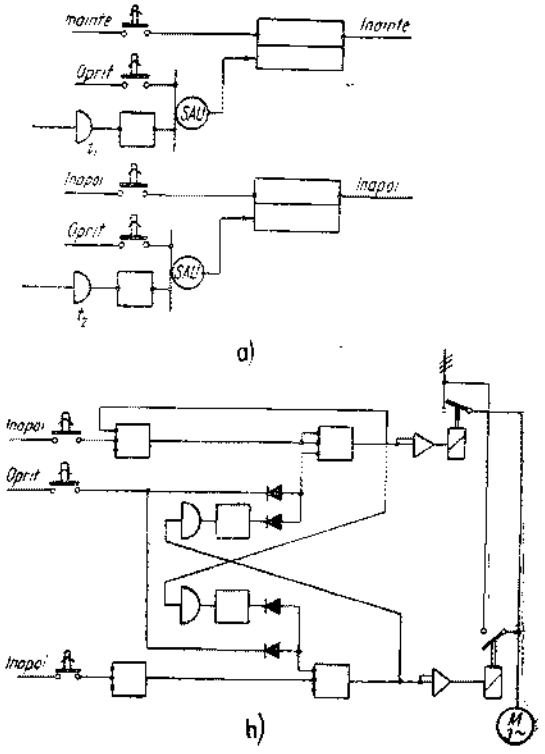


Fig. 9.100 Schemă logică pentru pornire, oprire și inversare de sens.

a) Elemente de intrare cum sînt butoanele de comandă, întreruptoarele de fine de cursă. Aceste elemente inițiază procesul de operație.

b) Elemente logice care realizează funcții de aservire, blocaj, succesiune, temporizare, memorie. Principalele elemente logice utilizate în echipamente de joasă tensiune sînt cele care asigură funcții logice fundamentale: NICI, SAU ș.a.

c) Elementele de ieșire, sau de execuție, sînt contactoarele, electrovalvele ș.a.

În cele ce urmează se prezintă cîteva scheme simple cu elemente logice, care se compară cu soluțiile cu contactoare electromagnetice.

Pornirea și oprirea unui electromotor. În figura 9.99 se prezintă:

a) Schema cu contacte. Contactul de reținere *E* îndeplinește funcția de memorie a comenzii „pornit". Această memorie este anulată prin acționarea butonului „oprit". Elementul de ieșire este reprezentat de contactorul *E*.

b) Schema cu elemente logice. Se folosesc ca elemente de intrare un buton normal închis și unul normal deschis. Schema se realizează cu elemente logice NICI (*1, 4*) și nu (*2, 3, 5*). Elementele *1* și *2* formează un element logic SAU iar elementele *3, 4, 5* formează un element logic ȘI.

c) Schema cu elemente logice. Se folosesc ca elemente de intrare două butoane normal deschise. În acest caz schema se simplifică sensibil în raport cu soluția *b)*. În structura schemei logice intră numai două elemente NICI.

Demaraj temporizat cu două sensuri de mers. Funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească schema logică sînt următoarele :

a — acționarea butonului „înainte" determină pornirea motorului în acest sens. Acționarea butonului „oprit" determină oprirea motorului. Acționarea butonului „înapoi" nu are efect din momentul în care a fost acționat butonul „înainte".

b — Motorul poate porni în același sens după o oprire, dar inversarea sensului de învîrtire este condiționată de o temporizare (necesară opririi motorului).

c — și *d* — sînt condiții simetrice cu *a* și *b* pentru mersul înapoi.

În figura 9.100 se prezintă :

a — schema logică care satisface funcțiile cerute ;
b — schema cu elemente logice corespunzătoare.

10

ÎNCERCĂRILE APARATELOR ELECTRICE DE COMUTAȚIE

Aparatele electrice de comutație reprezintă complexe în structura cărora intră numeroase componente, din care unele execută mișcări mecanice. Cinematica componentelor mobile este coordonată cu procesul de stingere a arcului electric, fenomen care din punct de vedere cantitativ nu este încă pe deplin stăpînit cu mijloacele actuale. Acest aspect constituie un factor decisiv și specific în motivarea construcției stațiilor de încercări pentru verificarea aparatelor electrice de comutație.

Un aparat de comutație instalat într-o rețea electrică va trebui să reziste tuturor solicitărilor — mecanice, termice, dielectrice, de uzură —, pe o durată convenabilă din punct de vedere economic și de aceea încercările aparatelor electrice de comutație înainte de instalarea lor în rețea este necesară.

În costul unui aparat de comutație, fabricat, cheltuielile ocazionate de amortizarea instalațiilor în stațiile de încercări și de menținere în stare de funcțiune a acestora, intră cu o pondere însemnată, deoarece sursele de energie, care intră în componența stațiilor de încercări, sînt de putere mare.

Prin încercările la care sînt supuse aparatele electrice de comutație, se urmărește să se stabilească principalii parametri ai aparatelor de comutație, care sînt :

a) Capacitatea de deconectare a întreruptoarelor și a siguranțelor fuzibile.
b) Capacitatea de conectare a întreruptoarelor și separatoarelor de sarcină.
c) Stabilitatea electrodinamică.
d) Stabilitatea termică.
e) Caracteristicile de protecție a aparatelor care îndeplinesc și funcții de protecție pe lîngă cele de comutație.
f) Uzura mecanică și cea electrică a aparatelor cu piese în mișcare.
g) Fiabilitatea aparatelor electrice, adică proprietatea aparatelor de a-și menține performanțele în timp, considerată sub aspectul statistic.

Întreruptoarele de înaltă tensiune mai suferă încercările specifice regimurilor de funcționare posibile în rețea și anume :

a) Deconectarea sarcinilor mici inductive.
b) Deconectarea sarcinilor capacitive.

c) Deconectarea liniilor în gol.
d) Deconectarea defectului kilometric.
e) Deconectarea scurtcircuitului la bornele unui transformator.
f) Deconectarea defectului evolutiv.

În afară de încercările menționate, care sînt specifice aparatelor electrice de comutație, izolația acestora se verifică la:

a) Tensiunea de impuls.
b) Tensiunea de frecvență industrială.

Descărcătoarele electrice suferă încercări specifice, în decursul procesului tehnologic, iar în final descărcătorul se verifică la:

a) Tensiunea de amorsare la frecvență industrială.
b) Tensiunea de amorsare la impuls.
c) Încercarea de funcționare pentru verificarea stingerii curentului de însoțire.

Încercările menționate se referă la stabilirea performanțelor unor prototipuri, deci sînt încercări de tip. În afară de aceasta, încercările de control și intermediare sînt de natură să asigure o calitate uniformă a producției de serie. În acest sens aspectul statistic al prelevării probelor trebuie luat în considerare.

Tratarea încercărilor aparatelor electrice de comutație se va face numai sub aspectul cunoașterii principalelor stații și echipamente de încercări și a principiilor care stau la baza metodelor de încercare. Detalii privind metodologia încercărilor se găsesc în standardele de stat.

10.1. ÎNCERCĂRILE APARATELOR ELECTRICE DE JOASĂ TENSIUNE

Pentru încercarea aparatelor de joasă tensiune se folosesc stații de mare putere de curent alternativ sau de curent continuu, ca și stații pentru încercarea la uzură mecanică și electrică.

10.1.1. Stații de mare putere de curent alternativ

Verificarea capacităților de deconectare (rupere), de conectare, a stabilității termice și a celei dinamice se efectuează în stații de încercări echipate cu surse de energie, cu parametrii necesari încercării. Pentru încercarea aparatelor de joasă tensiune energia poate fi extrasă din rețeaua electrică de medie tensiune. În figura 10.1 se reprezintă o schemă tipică a unei stații alimentată din rețeaua de medie tensiune, destinată a produce pentru scurtă durată (2—6 perioade) curenți de ordinul 100 kA $_{ef}$, cu următorul echipament principal:

Transformatorul de adaptare T_a, coborîtor de tensiune de la 10 kV la 550 V. În scopul micșorării la minimum a impedanței transformatorului și deci pentru a produce curenți de scurtcircuit cît mai intenși, acest transformator se prevede cu o tensiune de scurtcircuit cît mai mică (aprox. 2%). Puterea de tip a acestui transformator variază între 1 000 și 3 000 kVA pentru curenți de scurt-

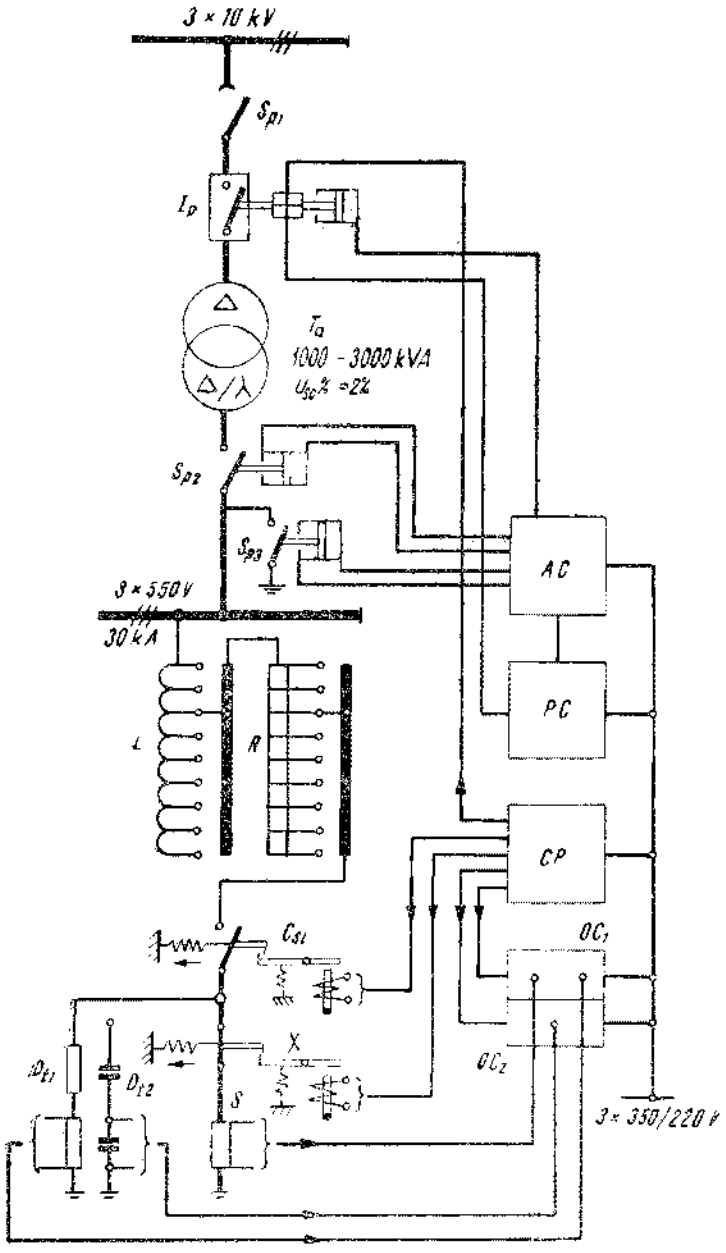


Fig. 10.1 Schema unei stații de încercări de j.t. de curent alternativ.

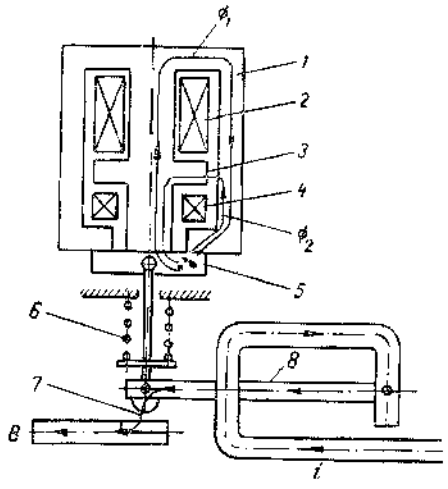


Fig. 10.2. Contactor sincron de j.t.: Φ_1 — fluxul de reținere; Φ_2 — fluxul de eliberare.

circuit cuprinși între 20 și 100 kA. Transformatorul este prevăzut cu un comutator care permite conectarea înfășurărilor secundare în stea sau în triunghi. Din punct de vedere constructiv un asemenea transformator se realizează în galeți alternați, atît pentru a asigura o stabilitate dinamică mai bună, cît și pentru a realiza o tensiune de scurtcircuit mai redusă.

Grupe de inductivități L și de rezistențe R asigură reglarea în trepte a curentului de scurtcircuit la valoarea dorită (1—100 kA) și la factorul de putere dat, care în mod normal este cos φ=0,3.

Contactorul sincron C_{sl} asigură închiderea circuitului de încercări la momentul ales. Dispersia în timpul de acționare a contactorului sincron trebuie să fie mai mică decît 5° electrice, pentru a se menține momentul de închidere a contactorului sincron suficient de precis. Contactorul sincron nu are capacitate de deconectare, ci numai capacitate de conectare. Comanda de închidere a contactorului sincron este dată de comutatorul program.

În principiu, un contactor sincron se poate realiza prin inversarea resoartelor unui întreruptor de putere, adică, la primirea unei comenzi, energia acumulată în resoarte să închidă contactele.

Necesitatea realizării unui contactor sincron cu un timp propriu de acționare redus și cu dispersie minimă conduce la utilizarea principiului de funcționare a electromagnetului de reținere, cum este indicat în figura 10.2.

Miezul magnetic *1*, excitat de bobina *2* parcursă de curent continuu, este prevăzut cu un șunt magnetic *3* pe care se află bobina de comandă *4*. În lipsa curentului în bobina de comandă *4* armătura *5* este atrasă, forța electromagnetului depășind forța rezistentă dată de resortul *5*. La apariția curentului de comandă în bobina *3*, fluxul magnetic se anulează practic în întrefierul electromagnetului, iar forța eliberată a resortului *6* stabilește contactul *7*. Contactorul sincron construit după acest principiu nu are sisteme mecanice cu clichet și ca urmare, întocmai ca întreruptoarele ultrarapide, are un timp de acționare redus. Mai trebuie observat că întrucît aparatul nu funcționează la deconectare, ci numai la conectare, distanța între elementele contactului *7* este dictată numai la tensiunea de străpungere la presiunea atmosferică, care la tensiuni sub 1 kV este de ordinul milimetrilor.

La stabilirea curentului de scurtcircuit există pericolul sudării contactelor contactorului sincron. Pentru a înlătura acest inconvenient în mod normal ar trebui sporită forța resortului *6*, dar prin aceasta este necesar ca electromagnetul să dezvolte o forță superioară forței produse de resort. Pentru a dimen-

siona totuși economic electromagnetul de reținere se folosește o cale de curent de forma literei φ, ceea ce determină forțe electrodinamice în elementul mobil *8* al căii de curent, care poartă contactul mobil. Aceste forțe care sînt proporționale cu intensitatea la pătrat a curentului de scurtcircuit, determină creșterea sensibilă a forței de apăsare pe contactul *7*.

Aparatul care se încearcă X, indicat în figura 10.1 ca un întreruptor de putere, se montează între contactorul sincron și șuntul *S*, utilizat la măsura curenților. În același loc se pot monta siguranțe fuzibile, dacă se verifică capacitatea de deconectare a acestora.

Măsura mărimilor electrice. Mărimile electrice care se măsoară sînt : curenții de scurtcircuit și tensiunea de restabilire. Aceste mărimi se înregistrează cu ajutorul oscilografelor :

OC_1 — oscilograf cu bucle, cu frecvențe de ordinul a cîtorva kHz, și OC_2 — oscilograf cu tub catodic și explorare mecanică. Oscilograful cu bucle este utilizat la înregistrarea curenților de scurtcircuit și a tensiunii de restabilire la frecvența rețelei. Oscilograful catodic este utilizat la înregistrarea tensiunii arcului electric și a tensiunii oscilante de restabilire. Există tendința generală de a se înlocui oscilografele cu multe bucle cu oscilografe catodice cu multe tuburi. Acestea au avantajul de a fi comandate fie cu ajutorul bobinelor de deflecție, fie cu ajutorul plăcilor de deflecție și, în plus, dispare pericolul arderii buclei, care există la oscilografele cu bucle.

Mărimile de intrare în oscilograf sînt preluate de la :

a — Șunturi antiinductive *S*, în cazul măsurării curenților.

b — Divizoare de tensiune rezistive D_{t1}, dacă nu interesează tensiunea oscilantă de restabilire, ci numai tensiunea la frecvența rețelei ; divizoare de tensiune capacitive D_{t2}, dacă interesează măsura tensiunii arcului electric sau a tensiunii oscilante de restabilire.

Legăturile între șunturi, divizoarele de tensiune și oscilograf se realizează cu cabluri coaxiale sau cu cabluri antiinductive, în scopul eliminării tensiunilor induse electrostatic sau electromagnetic.

Instalația de aer comprimat AC asigură acționarea la ditanță a următoarelor aparate :

Întreruptorul de protecție I_p, care este închis cu ajutorul aerului comprimat și este deschis, la comanda comutatorului program, prin eliberarea energiei unui resort.

Separatorul de joasă tensiune S_{p2}, care permite o separare vizibilă a sursei de partea accesibilă a instalației.

Separatorul de punere la pămînt S_{p3}, care are rolul de a pune stația la pămînt.

Pupitrul de comandă PC permite operatorului să constate pe o schemă luminoasă starea aparatelor în stație și să comande prin butoane, la distanță, pozițiile aparatelor de conectare ale schemei de încercări.

Comutatorul program. Executarea încercării de scurtcircuit direct în rețea este acceptată, dacă procesul încercării nu produce perturbații în rețea de natură să influențeze buna funcționare a consumatorilor. Dacă puterea de scurtcircuit este relativ mică în raport cu puterea generatoarelor care alimentează rețeaua, rezultă că generatoarele nu vor fi solicitate din punct de vedere dinamic și

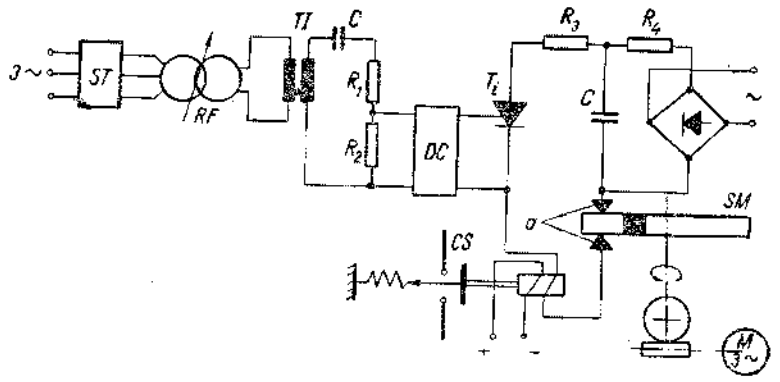


Fig. 10.3. Schema de principiu a unui comutator program.

termic. Reducerea la minimum a perturbațiilor asupra receptoarelor, precum și reducerea la minimum a solicitărilor asupra transformatoarelor și generatoarelor existente în rețea este realizabilă, dacă durata scurtcircuitului se menține la un minimum, practic cîteva perioade. În acest interval de timp releele de protecție nu vor acționa, iar solicitarea termică este redusă. Evident că solicitarea dinamică asupra transformatoarelor și generatoarelor se menține. Pentru aprecierea puterii de rupere (exprimată în MVA) sau a capacității de rupere (exprimată în A) este necesar ca procesul încercării să fie oscilografiat sincron, prin înregistrarea curbelor de tensiune și curent.

Aparatul care comandă producerea și durata procesului de scurtcircuit, la încercarea aparatelor de comutație în rețea, precum și înregistrarea sincronă cu ajutorul oscilografului a mărimilor electrice (tensiuni și curenți) este *comutatorul program*. Cu alte cuvinte acest aparat realizează automatizarea procesului de încercare.

Pe lîngă încercările de scurtcircuit, comutatorul program permite și ridicarea altor parametri ai aparatelor cum sînt: timpul propriu de acționare, vibrațiile contactelor, precum și înscrierea oricărui fenomen tranzitoriu, care apare la conectarea sau deconectarea unui receptor la rețeaua electrică.

Schema de principiu a unui comutator program electromecanic este indicată în figura 10.3 [79]. Selectorul mecanic *SM* este rotit de un motor electric cu o viteză sincronă astfel încît contactul *a* se stabilește pe o durată de una perioadă. Pe durata acestei perioade condensatorul *C* se poate descărca, pentru a excita bobina contactorului sincron *CS*, la orice fază, reglajul corespunzător realizîndu-se cu ajutorul regulatorului de fază *RF*, a transformatorului de impuls *TI* și a dispozitivului de comandă *DC* care determină conducția tiristorului T_t.

Un comutator program are mai multe canale de comandă. În figura 10.3 s-a schițat numai canalul care comandă contactorul sincron. Precizia acestui canal trebuie să fie suficientă pentru a realiza curenți de scurtcircuit cu componente aperiodice de orice mărime dorită. Celelalte canale care comandă întreruptorul de protecție, pornirea și oprirea oscilografelor nu solicită o precizie de natură să reclame o comandă electronică de fază.

Modul de lucru în stație. Pentru verificarea capacității de rupere a unui întreruptor se execută următoarele operații pregătitoare:

Se determină în prealabil timpii de acționare ai contactorului sincron, întreruptorului de protecție și întreruptorului care se încearcă.

Se reglează selectorul mecanic, corespunzător timpilor de acționare determinați anterior, astfel ca operațiile să se succeadă în ordinea următoare:

a) punerea în funcție a oscilografelor;
b) stabilirea scurtcircuitului, prin închiderea contactorului sincron;
c) deschiderea întreruptorului care se încearcă;
d) deschiderea întreruptorului de protecție;
e) oprirea oscilografelor.

Se alege faza dorită în interiorul unei perioade cu ajutorul regulatoarelor de fază, pentru fiecare canal de comandă al comutatorului program.

Oscilogramele obținute sînt de tipul celei indicate în figura 10.4.

Observații. Stațiile de încercare de mare putere de joasă tensiune pot fi echipate cu generator sincron propriu. Acest generator este antrenat de un motor asincron alimentat de la rețea. Puterea generatorului variază între 1 000 și 3 000 kVA.

Întrucît stațiile de încercări echipate cu generatoare sincrone sînt caracteristice încercărilor aparatelor de înaltă tensiune funcționarea acestor stații este expusă în capitolul 10.2.

Sarcina, constînd din inductivitățile L și rezistențele R, în figura 10.1 este plasată în întregime în amontele aparatului care se încearcă. Unele standarde prevăd divizarea sarcinii atît în amonte cît și în aval față de aparatul încercat pentru a reproduce mai bine unele condiții de comutație în rețea. În adevăr, în rețea scurtcircuitul se poate produce nu numai în apropierea aparatului de comutație, dar și la o anumită distanță de acesta.

10.1.2. Determinarea factorului de putere al instalației

Întreruptoarele, ca și siguranțele, se încearcă în ceea ce privește capacitatea de rupere într-un circuit cu factorul de putere $\cos \varphi = 0{,}3$, corespunzător regimului de scurtcircuit al rețelelor electrice. Pentru determinarea factorului de putere al stației de încercări se dispune de două metode:

Calculul factorului de putere cunoscînd constantele circuitului. Factorul de putere $\cos \varphi$ este definit de unghiul care se obține din relația

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R} = \frac{X}{R}, \tag{10.1}$$

unde X și R reprezintă reactanța și rezistența circuitului în timpul scurtcircuitului.

Rezistența se măsoară în curent continuu. Dacă intervine un transformator expresia rezistenței este

$$R = R_1 k^2 + R_2, \tag{10.2}$$

unde: R_1 este rezistența din circuitul primar;
R_2 — rezistența în circuitul secundar;
k — raportul de transformare.

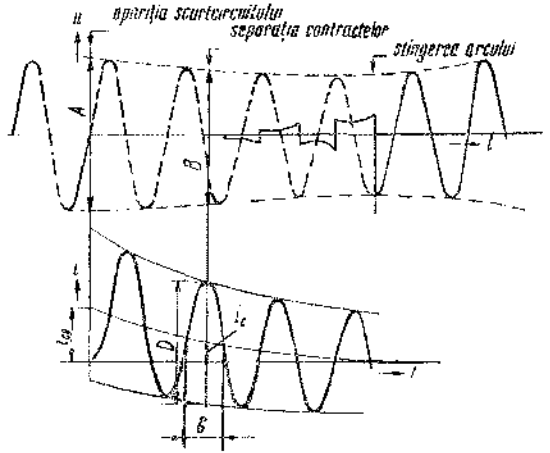


Fig. 10.4. Determinarea factorului de putere.

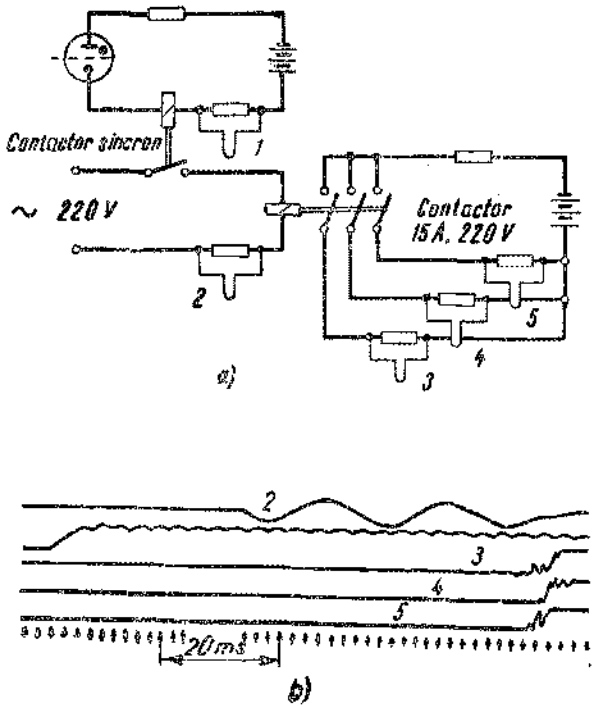


Fig. 10.5. Determinarea duratei proprii de acționare.

Reactanța X se deduce din expresia impedanței circuitului

$$Z=\frac{U}{I}=\sqrt{R^2+X^2}, \text{ de unde } X=\sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2-R^2}, \tag{10.3}$$

unde impedanța circuitului se determină din oscilograma încercării indicată în figura 10.4

$$Z=\frac{U}{I}=\frac{\text{segmentul } B}{\text{segmentul } D}. \tag{10.4}$$

Pe figura 10.4 s-a marcat cu

B — dublul tensiunii de vîrf în momentul separării contactelor;
D — dublul curentului, componenta alternativă, în momentul separării contactelor;
A — dublul tensiunii de vîrf aplicate, la începutul scurtcircuitului;
F — durata unei semiperioade a tensiunii aplicate;
G — durata unei semiperioade a curentului în momentul separării contactelor;
C — dublul valorii de vîrf a curentului în momentul $t=0$.

Calculul factorului de putere din curba aperiodică a curentului de scurtcircuit. Expresia componenței de curent continuu (componenta aperiodică) este

$$i_c=i_{co}\, e^{-\frac{R}{L}t}. \tag{10.5}$$

Pe oscilograma din figura 10.4 se măsoară:
i_c, componenta de c.c. în momentul separării contactelor;
i_{co} componenta de c.c. în momentul inițial;
t, intervalul de timp scurs între i_{co} și i_c.

Din expresia (10.5) se poate determina constanta de timp

$$\tau=\frac{L}{R}=\frac{t}{\ln\frac{i_{co}}{i_c}}. \tag{10.6}$$

În continuare se calculează:

$$\tau\omega=\frac{\omega L}{R}=\operatorname{tg}\varphi \text{ și } \varphi=\operatorname{arc\,tg}\frac{\omega L}{R}.$$

10.1.3. Măsurarea timpilor proprii de acționare

Cu ajutorul comutatorului program se poate comanda, în afara instalației de verificare a capacității de conectare sau deconectare, și închiderea sau deschiderea unor aparate în vederea determinării timpilor proprii de acționare. Astfel în figura 10.5 se arată schema de principiu *a* și oscilogramele *b* obținute

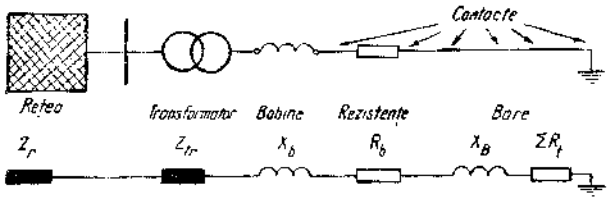


Fig. 10.6. Predeterminarea curentului de încercare.

la închiderea unui contactor de joasă tensiune de 15 A. Mărimile înregistrate sînt: *1* — curentul în bobina contactorului sincron; *2* — curentul în bobina contactorului încercat; *3, 4, 5* — curenții în contactele contactorului. Curbele 3, 4, 5 permit să se studieze și vibrația contactelor, contactorului încercat.

10.1.4. Predeterminarea curentului de încercare

La încercarea unui aparat de comutație într-o stație de încercări de mare putere este necesar să se predetermine prin calcul intensitatea curentului de scurtcircuit.

Impedanțele circuitului se calculează după cum urmează:

a) Impedanța rețelei

$$Z_r=\frac{U_n^2}{S_{sc}}$$

unde S_{sc} este puterea de scurtcircuit a rețelei în punctul de amplasare al stației de încercări. Pentru o rețea aeriană se poate considera $Z_r \approx X_r$ sau $R_r \approx 0{,}5\ Z_r$.

b) Impedanța transformatorului

$$Z_{tr}=\frac{u_{sc}\%U_n^2}{100\ S_{tr}}$$

$$R_{tr}=\frac{P_{cu}}{3I_n^2};\quad X_{tr}=\sqrt{Z_{tr}^2-R_{tr}^2}$$

c) Impedanța barelor se calculează în funcție de așezarea lor.

Se poate considera că $Z_B \approx X_B$.

d) Rezistențele de contact. Pe partea de joasă tensiune, există numeroase puncte de înnădire a conductelor — peste 20 puncte. Rezistența de contact se calculează cu relația

$$\Sigma R_c=ncF^{-m}$$

unde n este numărul punctelor de contact. Curentul de scurtcircuit trifazat se reglează cu ajutorul reactanței X_b și a rezistenței R, iar expresia lui este

$$I=\frac{U_n}{\sqrt{3}\sqrt{R^2+X^2}} \qquad (10.7)$$

unde toate mărimile sînt raportate la secundarul transformatorului, şi au semnificaţia

$$X = X_r + X_{tr} + X_b + X_B$$

$$R = R_r + R_{tr} + R_b + R_c$$

10.1.5. Staţie pentru încercarea aparatelor de curent continuu

Aparatele de comutaţie de curent continuu fac parte, mai ales, din echipamentele de tracţiune electrică şi de acţionări electrice. Tensiunile nominale sînt cuprinse între 242 V şi 3 600 V, ultima fiind tensiunea utilizată în tracţiunea electrică feroviară. Schema de principiu a unei astfel de staţii de încercări este indicată în figura 10.7. Energia în curent continuu este obţinută cu ajutorul redresoarelor cu ventile tip excitron (cu vapori de mercur). În acest mod, ventilele joacă rol şi de întreruptor de protecţie, ceea ce se obţine prin negativarea grilelor. Constanta de timp dorită şi valoarea curentului se reglează cu ajutorul rezistenţei R şi a inductivităţii L. Curentul care trece prin aparatul X care se încearcă este înregistrat cu ajutorul şuntului S. Tensiunea la bornele aparatului este înregistrată cu ajutorul divizorului de tensiune DT. Trecerea arcului electric la carcasa aparatului se verifică cu ajutorul siguranţelor S_t care, la o funcţionare fără defect, nu trebuie să se topească.

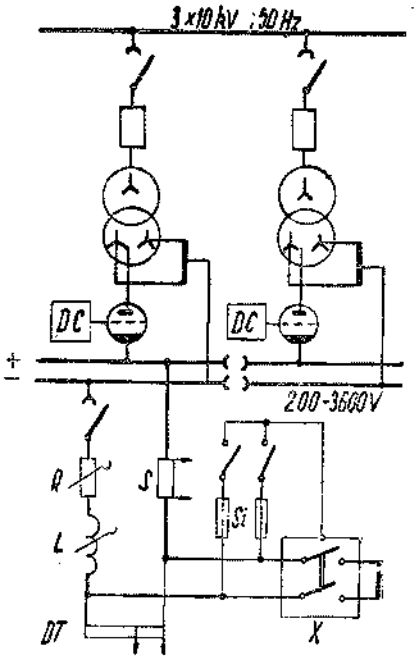


Fig. 10.7 Schema unei staţii de încercări în joasă tensiune.

Pentru obţinerea unor puteri de scurtcircuit importante se conectează în paralel mai multe redresoare. În acest mod se poate ajunge la curenţi de scurtcircuit pînă la 80 kA [116].

10.1.6. Încercarea contactoarelor şi întreruptoarelor la uzura electrică

Încercarea contactoarelor şi întreruptoarelor la uzura electrică constituie o verificare a funcţionării în regim normal de exploatare. În general, numărul de manevre în sarcină (uzură electrică) se consideră de aproximativ 1/10 din numărul de manevre la uzură mecanică. Încercarea la uzura electrică este concludentă pentru durata de viaţă a aparatului încercat, întrucît la această încercare se încălzesc :

a — Căile de curent ; de cele mai multe ori prin bornele aparatului se cedează căldura bornelor de conexiune.

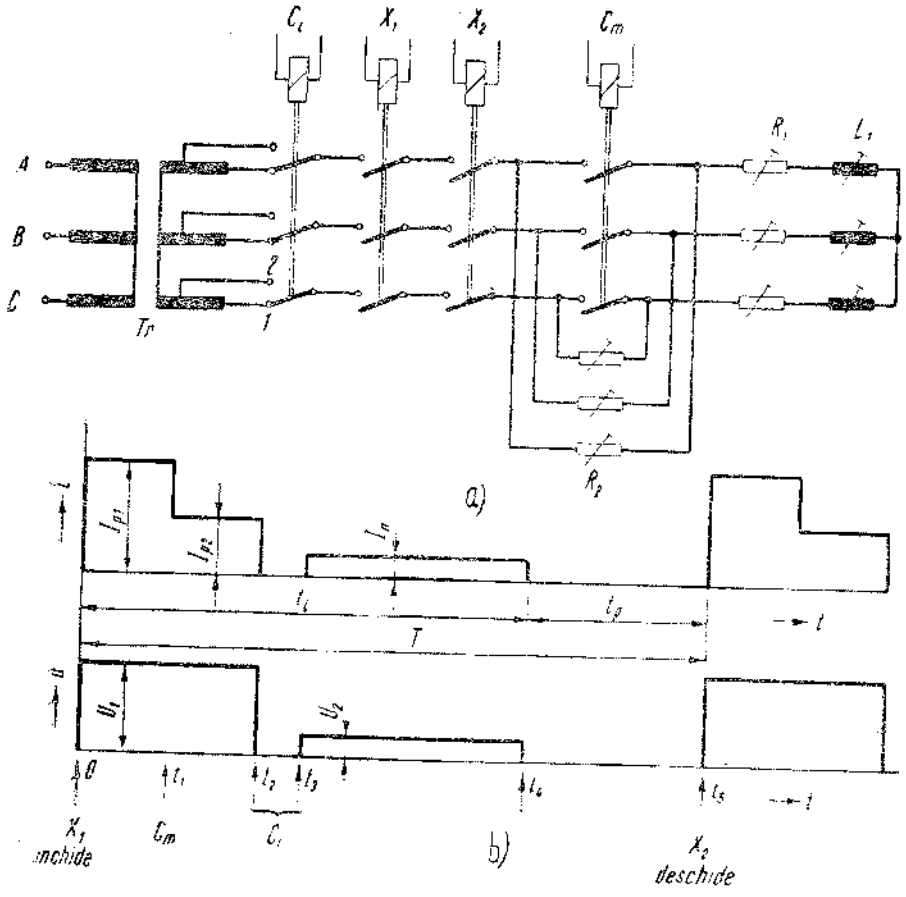


Fig. 10.8. Încercarea la uzură a contactoarelor.

b — Contactele electrice, datorită trecerii curentului electric și datorită formării arcului electric între elementele contactului la închidere și mai ales la deschidere.

c — Bobina de acționare a electromagnetului.

d — Miezul de fier al electromagnetului, inclusiv spira în scurtcircuit, la electromagneții de curent alternativ.

Încălzirea aparatului încercat în diferite puncte ale sale depinde de influența exercitată de sursele de căldură menționate.

În figura 10.8, *a* se indică schema de principiu pentru încercarea la uzură electrică a contactoarelor și întreruptoarelor destinate a conecta motoare electrice asincrone. Schema permite modelarea curentului de pornire al motorului în două trepte și anume I_{p1} și I_{p2}, a curentului nominal I_n, precum și a tensiunii la închidere U_1 și la deschidere U_2, după cum se vede în

figura 10.8, *b*. În plus, schema permite să se studieze separat efectul uzurii la închiderea sau la deschiderea contactelor, conectînd în serie două contactoare X_1 şi X_2, care se încearcă. Dacă se cercetează comportarea globală a unui contactor atît la închidere cît şi la deschidere se menţine în circuit un singur contactor care se încearcă şi acesta va efectua atît operaţia de închidere cît şi cea de deschidere. Funcţiunile elementelor schemei sînt următoarele:

— Transformatorul *Tr* furnizează energia electrică necesară încercării. Secundarul este prevăzut cu o priză pe fiecare fază pentru a furniza tensiunile U_1, la borna *1* şi tensiunea U_2, la borna *2*.

— Contactorul inversor C_t comută tensiunea de încercare de la U_1 la U_2 cu pauza de timp t_3—t_2, care se cere a fi redusă la minimum posibil.

— Contactorul X_1, care se încearcă, execută operaţia de închidere în momentul 0.

— Contactorul X_2, care se încearcă, execută operaţia de deschidere în momentul t_4.

— Contactorul C_m execută introducerea rezistenţelor R_2 pentru reducerea curentului de pornire de la I_{p1} la I_{p2} în momentul t_1.

— Rezistenţele R_1 şi inductivităţile L_1 sînt necesare limitării curentului la valoarea prescrisă şi la asigurarea factorului de putere prescris de normele de încercare.

Un ciclu de încercare cuprinde durata T cu timpul de lucru t_l şi timpul de pauză t_p, conform tipului de contactor încercat. Comanda secvenţială a contactoarelor este realizată cu ajutorul unui comutator program echipat cu un tambur cu came.

10.2 ÎNCERCĂRILE APARATELOR ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Puterea surselor de energie, necesară încercării întreruptoarelor de putere de înaltă tensiune la capacitatea de deconectare, echivalează puterea de scurtcircuit în punctele din reţea în care sînt instalate aceste întreruptoare. Încercarea aparatelor de înaltă tensiune ridică aspecte economice importante în ce priveşte cheltuielile de investiţii în staţiile de încercări. De aceea în funcţie de energiile necesare încercării se folosesc soluţii diferite. Astfel energia necesară încercării se poate extrage *direct* dintr-o singură sursă; sau această energie este preluată, în cazul staţiilor de *încercări sintetice*, din două sau trei surse de putere relativ mică.

10.2.1. Staţii de încercări directe

Încercările directe se folosesc în două variante: cu preluarea energiei dintr-unul sau mai multe generatoare sincrone instalate în mod special într-o staţie de încercat, sau cu preluarea energiei dintr-o reţea de înaltă tensiune.

10.2.1.1. **Stații cu generator sincron.** În acest tip de stație se pot executa *încercări directe* pînă la cel mult 3 000—5 000 MVA, putere de scurtcircuit simetrică. În etapa actuală se consideră că nu este economic să se instaleze generatoare sincrone pentru a se obține puteri de rupere mai mari [138].

În adevăr, cu o stație care poate dezvolta asemenea puteri de rupere se pot încerca toate aparatele de medie tensiune (6—30 kV) și unele aparate de 110 kV. Pentru puteri de rupere mai mari de 6 000—30 000 MVA și la tensiuni de 220—765 kV se utilizează economic stațiile de încercări indirecte.

În principiu, un generator sincron este antrenat de un motor de lansare pînă la o viteză apropiată de sincronism. Înainte de efectuarea unui scurtcircuit, cu o durată controlată de 0,1—5 s, se deconectează de la rețea motorul de lansare. Energia necesară alimentării scurtcircuitului provine de la *energia cinetică acumulată* în masele rotoarelor generatorului și motorului de lansare. Pentru a dimensiona economic instalația, regimul de scurtcircuit are loc cu *forțarea excitației* generatorului sincron. După eliminarea scurtcircuitului, generatorul sincron este *desexcitat rapid* în scopul eliminării unei tensiuni anormale (ridicate) la bornele generatorului.

Schema electrică a unei stații de încercări cu două generatoare, cu putere de tip de ordinul 70—200 MVA, este indicată în figura 10.9.

Comutatorul C_1 permite conectarea în serie sau în paralel a înfășurărilor pe fază ale generatorului sincron, iar comutatorul C_2 permite realizarea conexiunilor stea sau triunghi. Întreruptorul de protecție *IP*, contactorul sincron, bobinele de limitare *L*, transformatoarele de măsură de curent *TC* sînt montate în serie cu o fază a generatorului, chiar dacă conexiunea la comutatorul C_2 se realizează în triunghi. Această dispoziție permite ca dimensionarea aparatelor instalate între comutatoarele C_1 și C_2 să se realizeze la curentul pe fază și în același timp, datorită faptului că un conductor de ducere este apropiat de altul de întoarcere, să se diminueze inductivitatea pe acest traseu.

Sistemele de bare I, II, III sînt trifazate. Între sistemele de bare I și II se intercalează trei transformatoare de adaptare monofazate. La sistemul de bare II se racordează aparatele cu o tensiune nominală pînă la 30 kV, fie direct, fie prin intermediul transformatoarelor de adaptare $T_{1,\ 2,\ 3}$. Aparatele racordate la aceste bare suferă o încercare directă (X_1, X_2, X_3). De la sistemul de bare II se alimentează aparatele cu tensiunea nominală de 110 și 220 kV, care sînt supuse fie încercărilor directe, fie celor sintetice.

Grupurile de rezistențe R_{F1} și capacități C_{F1} servesc la reglarea frecvenței proprii de oscilație la încercări care se efectuează la tensiunea generatoarelor sincrone, iar grupurile R_{F2} și C_{F2} la reglarea frecvenței proprii de oscilație, cînd încercarea se efectuează la tensiunea secundară a transformatoarelor de adaptare. Funcționarea în paralel a celor două generatoare sincrone se asigură prin intermediul bobinei *BC*, al cărui rol este de a elimina curenții de circulație între cele două generatoare.

Schema mai cuprinde numeroase separatoare, separatoare de punere la pămînt și elemente debroșabile care permit între altele dirijarea energiei unui generator la celulele de încercare ale aparatelor de joasă tensiune, alimentarea celulelor de încercări dintr-o rețea de 220 kV.

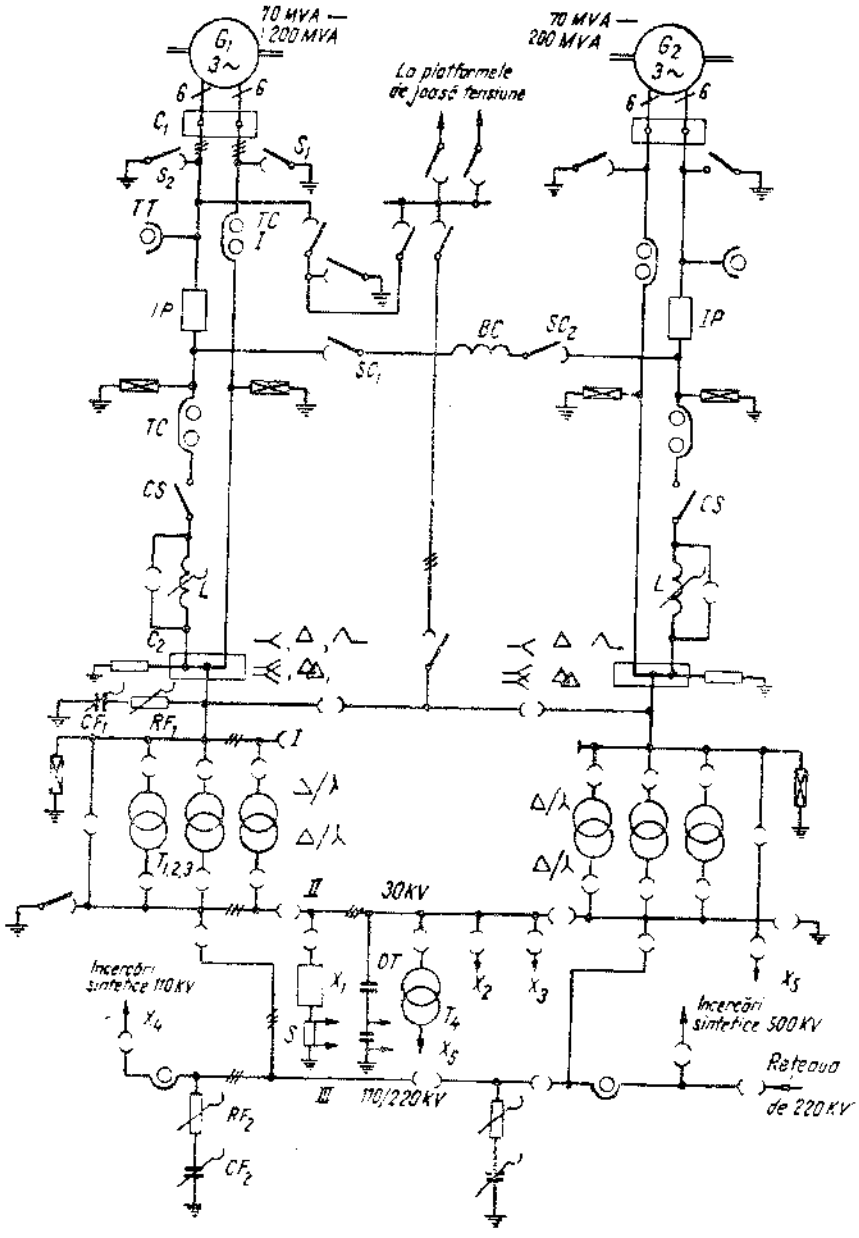


Fig. 10.9. Schema electrică a unei stații de încercări cu generatoare.

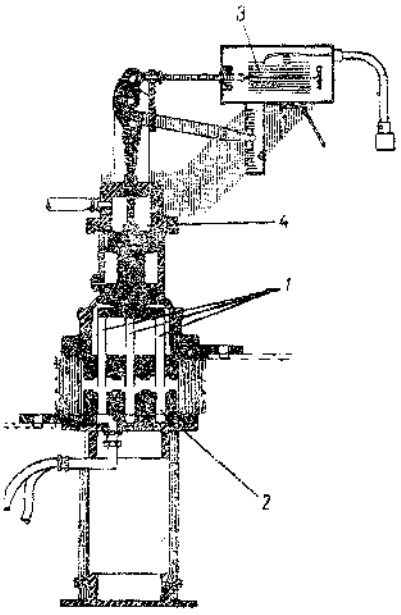


Fig. 10.10 Contactor sincron (AEG):
1 — contact mobil tubular multiplu; 2 — tulpină multiplă; 3 — bobină de declanșare; 4 — piston de acționare cu aer comprimat.

Transformatoarele de adaptare T_1, T_2, T_3 sînt de construcție monofazată, cu o putere de tip de 30—40 MVA fiecare și cu tensiunea de scurtcircuit extrem de mică (0,4—0,6%) astfel încît să prezinte o impedanță cît mai redusă. Înfășurarea secundară are numeroase bobine, de exemplu 4×18 kV, care pot fi conectate în serie sau paralel. Transformatorul T_4 este destinat obținerii curenților intenși, 100—300 kA, pentru verificarea stabilității termice și electrodinamice a aparatelor încercate.

Întreruptorul de protecție IP este de putere limită, avînd rezistențe conectabile în paralel pe arcul electric.

Contactorul sincron CS permite o stabilire a scurtcircuitului cu o dispersie mai mică decît 5° electrice. Pentru a efectua încercări cu un curent de scurtcircuit simetric, se închid două faze simultan, iar a treia cu o întîrziere de 90° electrice. În mod curent, construcția contactorului sincron trebuie să suporte curenți de scurtcircuit de ordinul 200—500 kA, valoare de vîrf, la tensiuni nominale pînă la 17,5 kV.

Pentru a reduce atît timpul propriu de acționare cît și dispersia aparatului, contactele fixe și mobile se află într-o incintă cu aer comprimat la 16 at. În acest caz distanța între elementele contactului se reduce la 20—25 mm. Este util ca polul care se închide ultimul să fie schimbat mereu pe altă fază în scopul solicitării uniforme a înfășurărilor generatorului de scurtcircuit. Acționarea contactorului sincron cu aer comprimat permite obținerea unor performanțe excepționale timp propriu de 13 ms și dispersia de ±0,36 grade electrice. În figura 10.10 se arată o schiță printr-un asemenea contactor sincron, de construcție AEG.

Generatorul de scurtcircuit G_1, G_2. Acesta este o mașină destinată a suferi solicitări electrodinamice repetate și relativ importante deoarece se urmărește să se obțină un curent de scurtcircuit cît mai mare cu un generator cu putere de tip cît mai redusă.

Generatorul cu doi poli și deci cu viteza de sincronism de 3 000 rot/min, la frecvența de 50 Hz, convine din punct de vedere al economicității construcției deoarece are dimensiunile cele mai reduse și transmite fundației cel mai redus moment de răsturnare. Înfășurarea statorică este constituită din bare cu o izolație suficient de rigidă pentru a nu ceda la forțele electrodinamice. La un astfel de generator se renunță și la canalele de ventilație, în scopul

eliminării unor goluri în care ar putea fi împins bobinajul statoric din cauza forțelor electrodinamice. Se poate deci considera ca la un asemenea generator porțiunea de înfășurare, care se află în crestătură, este suficient de bine rigidizată. În ce privește capetele bobinajului statoric din afara crestăturii, cum pasul polar la un generator de 70—100 MVA este de 1 500—1 600 mm, rezultă dificultăți mari de natură constructivă în rigidizarea acestora. În afară de acestea, generatorul cu doi poli este nepotrivit pentru încercarea unui întreruptor după ciclul reanclanșării automate rapide. În adevăr, ciclul menționat prevede o pauză de 0,3—0,4 s între o declanșare și o anclanșare pe scurtcircuit, iar constantele de timp ale generatorului sincron cu doi poli sînt relativ reduse. Astfel, în concordanță cu figura 2.5, care reprezintă curentul de scurtcircuit asimetric și cu relația (2.15) corespunzătoare, constantele de timp uzuale ale unui asemenea generator sincron sînt:

T_1=0,05—0,010 s, în regim subtranzitoriu,

T_2=0,6—0,2 s, în regim tranzitoriu,

T_0=0,06—0,25 s, pentru componenta aperiodică.

Se constată deci că după 0,4 s, curentul de scurtcircuit se apropie ca amplitudine a componentei alternativ de curentul de scurtcircuit permanent. De asemenea, componenta aperiodică este puternic amortizată. Ca urmare parametrii curentului întrerupt după pauza de 0,4 s sînt mult inferiori parametrilor curentului după prima întrerupere. Din această cauză, pentru a menține un curent de scurtcircuit cu componentă alternativă de valoare efectivă practic constantă, în domeniul regimului tranzitoriu, se forțează excitația generatorului sincron astfel încît raportul de forțare al excitației k_{fe} să fie egal cu raportul între reactanța sincronă și cea tranzitorie, adică:

$$k_{fe}=\frac{R_1+R_s}{R_1}=\frac{x_d}{x'_d} \tag{10.8}$$

unde R_1 este rezistența înfășurării de excitație, iar R_s este rezistența care se scurtcircuitează la forțarea excitației. Acest considerent conduce la excitatoare foarte puternice, care produc o energie de excitație la forțare de 6—30 ori excitația de mers în gol.

În figura 10.11 se indică schema de principiu a excitației generatorului sincron. Generatoarele de curent continuu G_1 și G_2 sînt conectate în serie și alimentează înfășurarea de excitație a generatorului sincron prin intermediul rezistenței R_s. Pentru a forța excitația se scurtcircuitează rezistența R_s cu ajutorul contactorului C_1, iar pentru a desexcita rapid generatorul sincron, contactorul C_2 introduce rezistența R_d în paralel pe excitația generatorului sincron și întrerupe circuitul de excitație. O variantă de excitație constă în deconectarea sursei de curent continuu și scurtcircuitarea înfășurării de excitație a generatorului cu scurtcircuitorul S_c.

Frînarea motorului, care antrenează generatorul sincron, se realizează prin alimentarea statorului cu curent continuu și închiderea circuitului rotoric pe rezistențele de demaraj.

Generatorul cu poli aparenți. Acest generator are o viteză de sincronism (spre exemplu 750 rot/min la un număr de opt poli) relativ mică și ca urmare

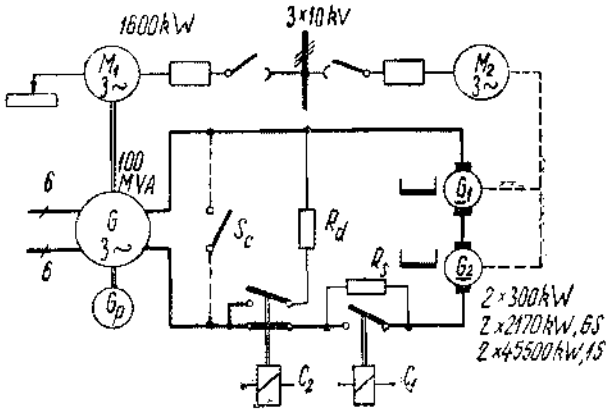


Fig. 10.11. Forțarea excitației și desexcitația rapidă.

costurile ocazionate de fabricația și instalarea sa sînt mai mari decît costurile corespunzătoare ale generatorului cu doi poli. Cu toate aceste inconveniente se preferă ca stațiile de încercări să fie echipate cu generatoare cu poli aparenți și aceasta din două motive importante și anume :

— Pasul polar al bobinajului statoric este sensibil mai mic decît cel al generatorului cu doi poli și ca urmare solidarizarea capetelor de bobină se poate realiza în condiții mai bune.

— Constantele de timp ale generatorului sînt favorabile menținerii unui curent de scurtcircuit, fără a se recurge la forțarea excitației. În adevăr, la un asemenea generator se reglează excitația la mers în gol și aceasta nu se mai modifică în momentul realizării scurtcircuitului. La un generator normal cu poli aparenți constanta de timp T_a a regimului tranzitoriu este de ordinul 2—5 secunde față de 0,6 s la un generator cu poli aparenți.

Generatorul de scurtcircuit este un generator cu o construcție specială, realizată în scopul obținerii unui curent de scurtcircuit de valoare cît mai mare și în ideea ca acesta să se amortizeze cît mai lent. Totodată generatorul trebuie să fie rezistent la solicitările electrodinamice.

Principalele măsuri ce se iau la realizarea generatorului sînt următoarele :

a. Mărirea constantei de timp a înfășurării de amortizare și realizarea unui cuplaj mai strîns, decît la mașinile normale, între înfășurarea de amortizare și înfășurările de excitație a statorului. Aceste cerințe se realizează prin reducerea relativă a întrefierului, implantarea barelor de amortizare în polii aparenți și creșterea relativă a secțiunii barelor amortizoare.

b. Realizarea unei înfășurări într-un singur etaj în crestătură, în scopul unei mai bune consolidări a barelor în crestătură și în afara crestăturii.

c. Reducerea valorii reactanței tranzitorii, prin soluții constructive potrivite ale crestăturii, polilor și înfășurării de amortizare, astfel ca fluxurile de dispersie ale acestora să fie minime.

d. Realizarea a două înfășurări statorice, care să conecteze în serie, sau paralel în exteriorul generatorului.

Automatizarea procesului de încercare. În figura 10.12 se prezintă o schemă tipică [32] de automatizare și control la încercarea unui întreruptor. Elementele schemei se pregătesc în prealabil, pentru verificarea capacității de deconectare după cum urmează:

a. Generatorul sincron G lansat cu excitația de mers în gol.
b. Întreruptorul de protecție I_p închis.
c. Contactorul sincron C_s deschis.
d. Inductivitatea L reglată la curentul de scurtcircuit prescris.
e. Grupurile C_1, C_2, reglate pentru tensiunea de restabilire prescrisă.
f. Întreruptorul X, care se încearcă deschis.

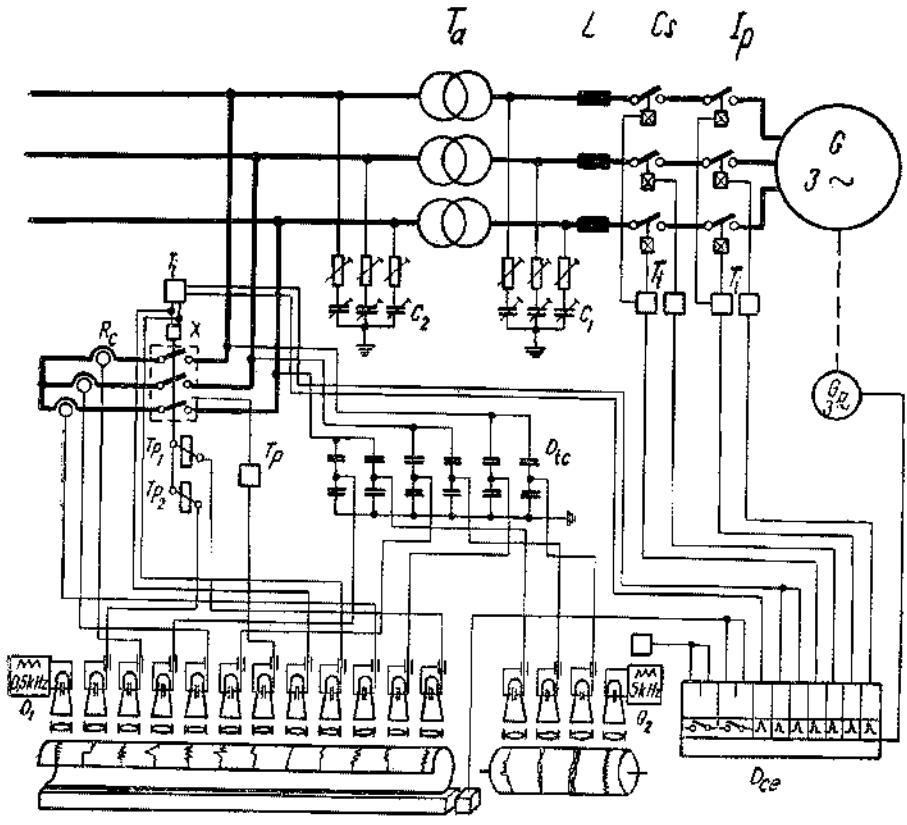


Fig. 10.12. Schema de măsură și control a stației:
G — generator sincron; L — inductivitate pentru limitarea curentului de scurtcircuit; T_a — transformator de adaptare; C_s — contactor sincron; C_1, C_2 — baterii de condensatoare; G_p — generator pilot; D_{ce} — dispozitiv de comandă electronic; T_i — tiristoare; O_1, O_2 — oscilografie; D_{tc} — divizor de tensiune capacitiv; R_c — reductor de curent; T_p — traductor de presiune; T_{p_1}, T_{p_2} — traductoare de poziție; I_p — întreruptor de protecție; X — întreruptorul care se încearcă.

Comutatorul program este alimentat din generatorul pilot G_p, care este plasat pe același ax cu generatorul principal și are același număr de poli cu acesta. Diminuarea frecvențelor celor două generatoare G și G_p este sincronă și se produce la efectuarea încercării fără a deregla comenzile de automatizare.

Comutatorul program, care poate fi construit după principiul electro-mecanic, ca în figura 10.3 sau cu elemente statice [97], asigură, în principal, următoarea secvență de operații:

a — Punerea în funcție a oscilografelor O_1 și O_2.
b — Forțează excitația (la generatoarele cu doi poli).
c — Închide contactorul sincron, la faza dorită.
d — Deschide întreruptorul care se încearcă.
e — Desexcită generatorul principal.
f — Deschide întreruptorul de protecție.
g — Oprește oscilografele O_1 și O_2.

Comutatorul program poate trimite comenzi pentru efectuarea de cicluri de încercări de felul

$$D—t_1—ID—t_2—ID$$

cu simbolizarea: D — deschis; t_1 — pauză 0,3—0,5 s; I — închis; t_2 —pauză de 3 minute.

10.2.1.2. **Stații cu alimentare din rețeaua de înaltă tensiune.** Dacă se dispune de o rețea de înaltă tensiune (220—500 kV) puternică, energia necesară efectuării încercărilor poate fi preluată direct din rețea, ajungîndu-se la puteri de scurtcircuit echivalente de 3000—5000 MVA. Un exemplu tipic de astfel de stație este cea de la Fontenay, a cărei schemă este indicată în figura 10.13. Într-o asemenea stație întreruptorul de protecție este, în același timp, și contactor sincron. Bobinele pentru imitarea curenților de scurtcircuit sînt așezate pe partea de înaltă tensiune. Inconvenientul stației de încercări alimentate din rețeaua de înaltă tensiune constă în faptul că durata unei încercări de scurtcircuit este redusă la cîteva perioade pentru ca protecția din amontele rețelei să nu fie influențată. De asemenea, efectuarea de cicluri de încercări la puterea de scurtcircuit maximă este dificilă, deoarece se solicită mult rețeaua de alimentare.

Rețeaua de înaltă tensiune, prin intermediul transformatoarelor de adaptare, poate constitui sursa de curent intens (40 kA,, 8—10 kV) în schemele de încercări indirecte, în condiții economice avantajoase.

Alimentarea scurtcircuitului, la acest tip de stație de încercări, se realizează între o fază și pămînt, deoarece rețelele de înaltă tensiune au neutrul conectat la pămînt, iar din motive de tehnica măsurătorilor una din bornele de măsură a curentului se conectează la pămînt.

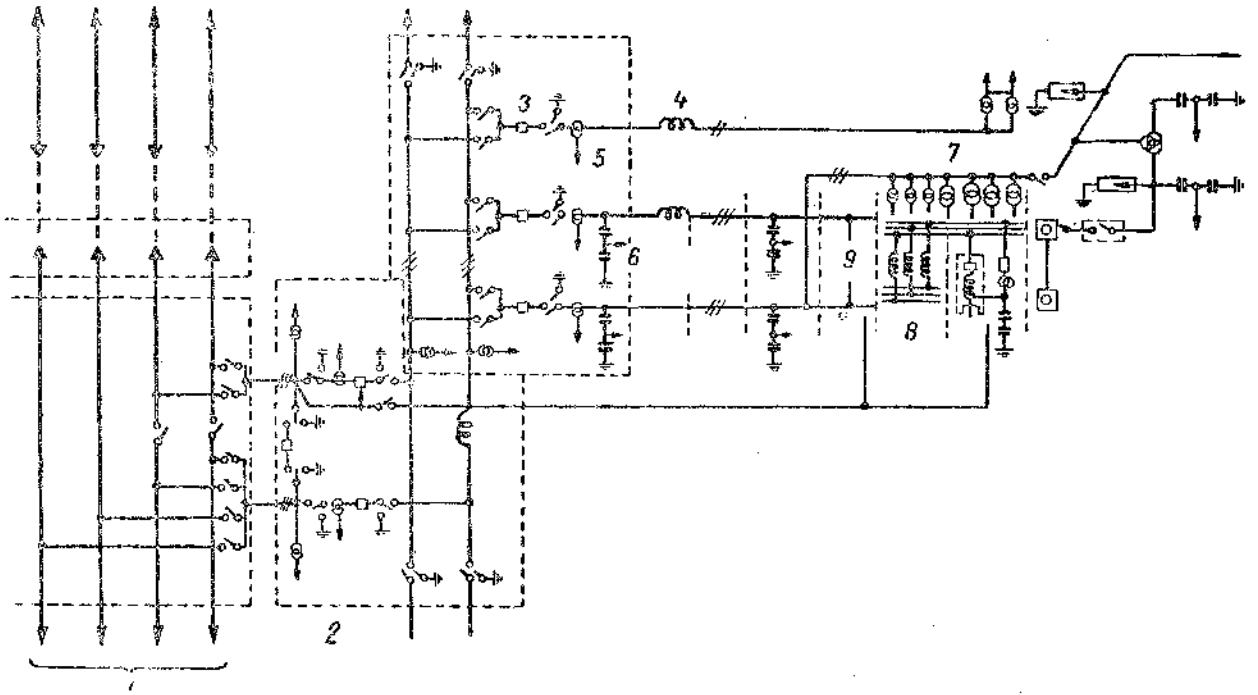


Fig. 10.13. Stație de încercări alimentată din rețeaua de înaltă tensiune:

1 — linii de 220 kV; *2* — stație de conexiune; *3* — întreruptor de protecție și contactor sincron; *4* — bobine limitatoare de curent; *5* — reductor de curent; *6* — divizor de tensiune; *7* — transformatoare de adaptare; *8, 9, 10* — platforme de încercări.

10.2.2. Stații de încercări sintetice

Încercările directe în laboratoarele de înaltă tensiune oferă posibilitatea încercării unei singure camere de stingere cu următorii parametri limită:

a. Curentul cel mai mare întrerupt 20—50 kA;

b. Tensiunea pe camera de stingere încercată 60—100 kV.

Puterile de rupere care rezultă prin folosirea unor mijloace importante, de exemplu două generatoare sincrone cu puterea de tip de 100 MVA sînt relativ reduse în comparație cu puterile care există realmente în rețele de înaltă tensiune. Prin utilizarea transformatoarelor de adaptare, cu cele două generatoare menționate, la tensiuni de ordinul 110—220 kV se obțin în laborator puteri de rupere de numai 2 000—3 000 MVA, în timp ce solicitarea în rețea este de ordinul 10 000—20 000 MVA.

De aci apare necesitatea, pe de o parte, de a efectua *încercări sintetice*, iar, pe de altă parte, de a recurge la încercări directe în rețelele de înaltă tensiune. În cazul încercărilor sintetice stația de încercări dispune de două surse de energie și anume:

— *Sursa de curent intens* de 20—50 kA, la tensiune redusă de 8—20 kV;

— *Sursa de tensiune înaltă*, care se obține prin descărcarea oscilantă a unei baterii de condensatoare, în scopul obținerii tensiunii oscilante de restabilire. Tensiunea oscilantă de restabilire astfel produsă se aplică în momentul trecerii prin zero a curentului produs de sursa de curent intens. Acceptarea încercărilor sintetice se datorează faptului că tensiunea oscilantă de restabilire succede curentul intens.

10.2.2.1 **Schema de încercări sintetice Weil-Dobke** utilizată de AEG [106] este indicată în figura 10.14, *a*. Contactorul C_s funcționează în primarul transformatorului de adaptare T_a. Acesta livrează curentul intens, care se reglează cu ajutorul inductivității L_1. Curentul intens se stabilește în întreruptorul auxiliar I_a și întreruptorul X, care se încearcă. În figura 10.14, *b*, se reprezintă curentul intens i_c produs în secundarul transformatorului T_a.

Prin întreruptorul X, care se încearcă, se injectează curentul suplimentar i_1, cu aproximativ 15° electrice înainte de trecerea curentului i_{sc} prin zero, adică în momentul t_0. Se deschid apoi simultan în momentul t_1 întreruptorul auxiliar I_a și întreruptorul care se încearcă X. Prin deschiderea întreruptorului auxiliar I_a, la trecerea prin zero a curentului i_{sc} se izolează întreruptorul X de sursa de curent intens. În continuare pot apărea două situații distincte:

a. Întreruptorul X funcționează corect adică întrerupe convențional arcul electric, iar în oscilograma *b*, nu mai apare curentul injectat i_1, după momentul t_2. În acest moment apare tensiunea oscilantă de restabilire u_r.

b. Întreruptorul X nu funcționează corect adică nu întrerupe convențional arcul electric, iar curentul i_1 continuă să existe sub forma unui curent oscilant amortizat, după momentul t_2. Acest curent s-a trasat cu linie punctată în figura 10.14, *b*.

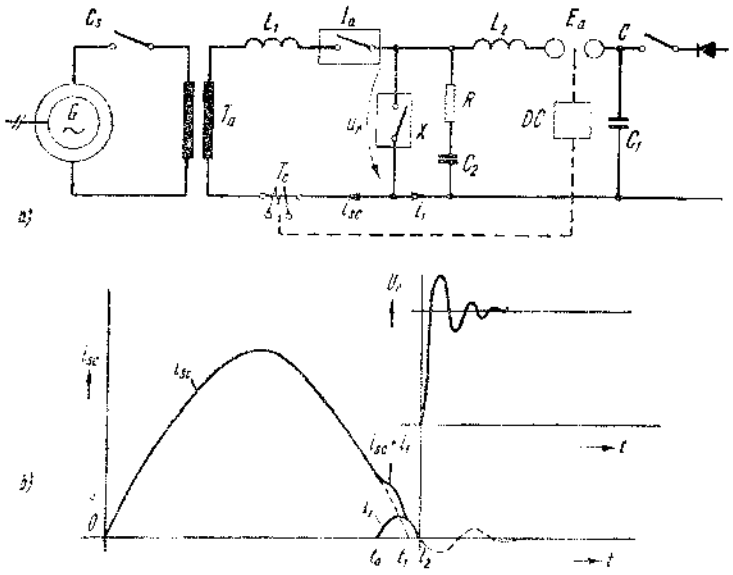


Fig. 10.14. Schema Weil-Dobke.

Pentru ca încercarea sintetică să fie echivalentă cu încercarea directă este necesar, după Hochrainer [72], să fie îndeplinite următoarele condiții:

— Energia dezvoltată între elementele contactului să rămînă aceeași ca la încercarea directă.

— Panta (di_1/dt) a curentului injectat i_1, la trecerea lui prin zero să fie identică cu panta (di_{sc}/dt) a curentului intens i_{sc} la trecerea lui prin zero.

— Parametrii tensiunii de restabilire să se conserve.

— Între solicitările de curent și tensiune să nu existe pauză.

— Sursa de tensiune să fie suficient de puternică pentru ca un eventual curent postarc să nu deformeze tensiunea oscilantă de restabilire.

— Întreruperea nereușită să fie identificată în mod cert.

— În cazul întreruperii nereușite întreruptorul să nu fie distrus. Condiția pantei la trecerea prin zero a curentului este îndeplinită, după momentul t_1, dacă frecvența curentului injectat i_1 este de zece ori mai mare decît a curentului i_{sc} iar amplitudinea de zece ori mai mică. Întreruptorul nu este distrus dacă curentul - - în cazul întreruperii nereușite — se menține la valori mici, de exemplu $i_2 < 0{,}1\ I_{sc}$.

Curentul de injecție i_1. În figura 10.15, *a* se reprezintă schema electrică valabilă pe durata conducției electrice prin intermediul arcului electric în întreruptorul X care se încearcă și cu ajutorul căreia se calculează curentul de injecție i_1. Se face abstracție de ramura schemei desenată punctat, care conține rezistența R_2 și capacitatea C_2, deoarece impedanța corespunzătoare arcului electric în întreruptor este mult mai mică decît impedanța ramurei

desenate punctat. R_1 este rezistența electrică echivalentă a întregului circuit și este repartizată în bobine de inductivitate L_2 și în conductoarele de legătură. După amorsarea sincronă a eclatorului E_a ecuația circuitului se scrie

$$U-\frac{1}{C_1}\int_0^t i_1\,dt=R_1 i_1+L_2\frac{di_1}{dt}+U_a \tag{10.9}$$

unde U_a este tensiunea arcului electric în întreruptorul X, tensiunea admisă de valoare constantă.

Prin aplicarea transformării Laplace ecuației (10.9) se obține

$$\mathfrak{L}i_1=\frac{U-U_a}{L_2}\,\frac{1}{p^2+2p\delta_1+\omega_{01}^2} \tag{10.10}$$

cu notațiile

$$\delta_1=\frac{R_1}{2L_2};\quad \omega_{01}^2=\frac{1}{L_2C_1};\quad \omega_{e1}=\sqrt{\omega_{01}^2-\delta_1^2}.$$

Rezultă soluția în domeniul original

$$i_1=\frac{U-U_a}{\omega_{e1}L_2}e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t, \tag{10.11}$$

care reprezintă un curent de formă sinusoidală amortizată.

Panta curentului i_1 la trecerea prin valoarea zero. Aceasta se calculează derivînd expresia (10.11) și înlocuind în expresia derivatei $t=\pi/\omega_{e1}$. Se obține astfel

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)=\frac{U-U_a}{\omega_{e1}L_2}\left[-\delta_1 e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t+e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t\right];$$

$$\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{t=\pi/\omega_{e1}}=-\frac{U}{L_2}\left(1-\frac{U_a}{U}\right)e^{-\delta_1\frac{\pi}{\omega_{e1}}}. \tag{10.12}$$

După cum rezultă din relația (10.12) panta curentului i_1 este dependentă de tensiunea de arc U_a. Această tensiune este relativ mare (de cîteva zeci de kV) la un întreruptor cu ulei puțin și sensibil mai redusă la întreruptoarele cu aer comprimat.

Tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare C_1. Pentru a obține valoarea acestei tensiuni există două criterii:

Criteriul echivalării tensiunii continui în momentul $t=\pi/\omega_{e1}$ cu valoarea instantanee a tensiunii alternative la o încercare directă. Tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare C_1 se calculează pe baza schemei din figura 10.15, *a* și cu ajutorul expresiei curentului i_1 injectat, din relația (10.14). În adevăr,

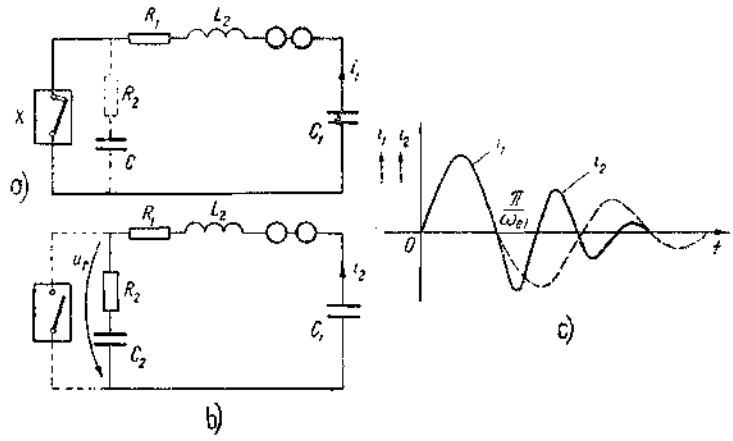


Fig. 10.15. Curenții de injecție i_1 și de întrerupere reușită i_2.

după trecerea timpului $t=\pi/\omega_{e1}$ tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare C_1 este

$$U_1=U-\frac{1}{C_1}\int_0^{\pi/\omega_{e1}} i_1\ dt=U-\frac{U-U_a}{C_1L_2\ \omega_{e1}}\int_0^{\pi/\omega_{e1}} e^{-\delta_1 t}\ \sin\ \omega_{e1}\ t\ dt.$$

După efectuarea operațiilor rezultă

$$U_1=-(U-U_a)\,e^{-\delta_1\frac{\pi}{\omega_{e1}}}+U_a. \tag{10.13}$$

În această relație dacă R_1 tinde către zero rezultă că $\delta_1=0$ și $\omega_{e1}=\omega_0$, iar tensiunea de încărcare are ca expresie

$$U_1=-U+2\ U_a. \tag{10.14}$$

În figura 10.16 s-a reprezentat grafic curentul de injecție i_1 și tensiunea U_{c1} la bornele bateriei de condensatoare C_1 în intervalul de timp 0 și π/ω_{e1}. Din relația (10.14) rezultă că, dacă tensiunea arcului electric ar fi nulă, tensiunea de încărcare la $t=\pi/\omega_{e1}$ ar fi $-U$, adică egală dar de polaritate inversă cu tensiunea inițială U.

După criteriul menționat anterior și ținînd seamă de relația (10.13) se scrie

$$-(U-U_a)\ e^{-\delta_1\frac{\pi}{\omega_{e1}}}+U_a=(u_s)_{i_{sc}=0} \tag{10.15}$$

unde $(u_s)_{i_{sc}=0}$ reprezintă tensiunea sursei de curent alternativ la încercarea directă, în momentul trecerii curentului de scurtcircuit prin valoarea zero.

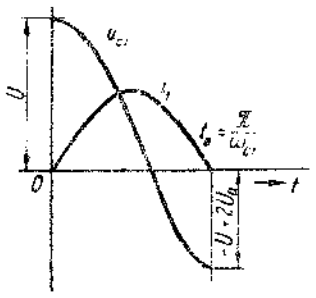


Fig. 10.16. Tensiunea la bornele condensatorului C_1.

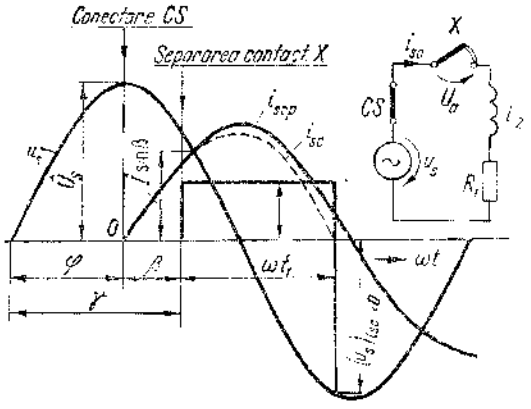


Fig. 10.17. Conservarea pantei curentului de scurtcircuit și menținerea impedanței.

De aici rezultă valoarea tensiunii de încărcare a bateriei de condensatoare C_1

$$U = -(u_s)_{i_{sc}=0} e^{\frac{\delta_1 \pi}{\omega_{c_1}}} + U_a \left(1 + e^{\frac{\delta_1 \pi}{\omega_{c_1}}}\right). \tag{10.16}$$

Pentru cazurile practice valoarea instantanee a tensiunii sursei de curent alternativ, cînd curentul de scurtcircuit trece prin valoarea zero, este tensiunea de vîrf $-\hat{U}_s$ la frecvența industrială. Semnul minus în fața valorii de vîrf s-a luat pentru a ține cont că și tensiunea de încărcare a bateriei are semnul minus, în raport cu tensiunea inițială U, care s-a luat cu semnul plus. Cu aceste observații din ecuația (10.16) se obține valoarea tensiunii de încărcare

$$U = \hat{U}_s e^{\frac{\delta_1 \pi}{\omega_{c_1}}} + U_a \left(1 + e^{\frac{\delta_1 \pi}{\omega_{c_1}}}\right). \tag{10.17}$$

Deci tensiunea inițială de încărcare a bateriei de condensatoare C_1 depășește sensibil valoarea de vîrf a tensiunii alternative.

Deoarece încercarea sintetică este monofazată se reproduce încercarea polului care întrerupe primul într-o rețea trifazată reală și deci

$$U = \frac{1{,}5\, U_n \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \tag{10.18}$$

unde U_n este tensiunea nominală a rețelei.

Criteriul conservării pantei curentului de scurtcircuit și a impedanței. După acest criteriu impedanța văzută de la bornele întreruptorului X trebuie să se conserve atît la încercarea directă cît și la cea sintetică. Astfel în cir-

cuitul de încercări sintetice inductivitatea L_2 se consideră aceeași cu inductivitatea care determină curentul de scurtcircuit, la tensiunea alternativă de valoare de vîrf U_s. În figura 10.17 s-au reprezentat diagrama curentului prezumat i_{scp}, care ar trece prin circuitul serie (cu rezistența R_1 și inductivitatea L_2) în absența arcului electric și cu condiția ca scurtcircuitul să se producă la trecerea prin zero a curentului prezumat, astfel ca să se elimine componenta aperiodică a curentului. Diagrama curentului i, în prezența tensiunii U_a a arcului electric, s-a desenat punctat. Origina timpului s-a luat în momentul separării contactelor și deci al apariției arcului electric.

Teorema a doua a lui Kirchhoff aplicată circuitului din figura 10.17, după apariția arcului electric conduce la ecuația diferențială

$$U_s \sin(\omega t+\varphi+\beta)=R_1\, i_{sc}+L_2\frac{di_{sc}}{dt}+U_a \tag{10.19}$$

a cărei soluție este

$$i_{sc}=\frac{U_s}{\sqrt{R_1^2+L_2^2\,\omega^2}}\sin(\omega t+\beta)-\frac{U_a}{R_1}\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right) \tag{10.20}$$

unde $T=L_2/R_1$. Într-un circuit de încercări defazajul între tensiune și curent este aproape de $\pi/2$ astfel încît se poate scrie

$$\sqrt{R_1^2+L_2^2\,\omega^2}\approx L_2\omega;\quad \operatorname{tg}\varphi\approx-\frac{1}{\cos\varphi};\quad \frac{1}{T}\approx\omega\cos\varphi.$$

Relația (10.20) se transformă în

$$i_{sc}=\frac{\hat{U}_s}{L\omega}\left[\sin(\omega t+\beta)-\frac{U_a}{\hat{U}\cos\varphi}\left(1-e^{-\omega t\cos\varphi}\right)\right]. \tag{10.21}$$

Curentul de scurtcircuit i_{sc} va trece prin valoarea zero în momentul t_1. Panta curentului i_{sc} în acest moment este

$$\left|\frac{di_{sc}}{dt}\right|_{t=t_1}=\frac{U_s}{L}\left[\cos(\omega t_1+\beta)-\frac{U_a}{U}e^{-\omega t_1\cos\varphi}\right]. \tag{10.22}$$

Condiția de echivalență

$$\left|\frac{di_{sc}}{dt}\right|_{t=t_1}=\left|\frac{di_1}{dt}\right|_{t=\frac{\pi}{\omega_{e_1}}}$$

cu utilizarea relațiilor (10.12) și (10.22) conduce la valoarea tensiunii de încărcare a bateriei de condensatoare C_1

$$U=-U_s\cos(\omega t_1+\beta)\,e^{\delta\frac{\pi}{\omega_{e_1}}}+U_a\left[1+\exp\left(\delta\frac{\pi}{\omega_{e_1}}-\omega t_1\cos\varphi\right)\right] \tag{10.23}$$

Observații: Primul termen al expresiei (10.23) este pozitiv deoarece $\omega t_1+\beta>\pi/2$. Relațiile (10.17) și (10.23) au aceeași structură, iar calculele numerice conduc

practic la aceleași rezultate. La scrierea relației (10.19) s-a admis că tensiunea arcului electric rămîne aceeași atît în cazul încercării directe cît și în cazul încercării sintetice.

Tensiunea de restabilire. Expresia acestei tensiuni se obține ținînd seama de criteriul echivalenței ca în momentul trecerii prin valoarea zero a curentului de injecție i_1 tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare C_2 să fie egală cu valoarea de vîrf $-\hat{U}_s$ a tensiunii alternative la o încercare directă. Pentru scrierea ecuației diferențiale se folosește circuitul din figura 10.15, *b* și se admite că la momentul $t=\pi/\omega_{e1}$ capacitatea C_2 a rămas încărcată la tensiunea arcului electric U_a iar căderea de tensiune în rezistența R_2 este nulă. În aceste condiții ecuația de funcționare este

$$-\hat{U}_s-\frac{1}{C_1}\int_0^t i_2 dt=(R_1+R_2)\,i_2+L_2\frac{di_2}{dt}+U_a+\frac{1}{C_2}\int_0^t i_2\,dt \qquad (10.24)$$

cu soluția

$$i_2=-\frac{\hat{U}_s+U_a}{\omega_{e2}\,L_2}\,e^{-\delta_2 t}\sin\,\omega_{e2}t \qquad (10.25)$$

și cu notațiile

$$\omega_{e2}=\sqrt{\omega_{02}^2-\delta_2^2},$$

$$\omega_0^2=\frac{1}{L_2 C},$$

$$C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}, \qquad (10.26)$$

$$\delta_2=\frac{R_1+R_2}{2\,L_2}.$$

Se observă că frecvența curentului i_2 diferă de frecvența curentului i_1 întrucît circuitele corespunzătoare sînt diferite. În figura 10.15, *c* acest aspect este reprezentat prin trasarea diagramelor curenților i_1 și i_2 la o încercare reușită, cînd curentul i_1 nu mai există după $t=\pi/\omega_{e1}$ și deci a fost marcat, după acest timp, cu linie punctată.

Expresia tensiunii de restabilire se obține prin însumarea căderilor de tensiune la bornele rezistenței R_2 și condensatorului C_2, cu condiția inițială $(u_{c2})_{t=0}=U_a$, adică

$$u_r=R\,i_2+U_a+\frac{1}{C_2}\int_0^t i_2\,dt. \qquad (10.27)$$

Ținînd seama de expresia curentului i_2 din relația (10.25) se obține

$$u_r = U_a - k(U_s + U_a)\left\{1 - e^{-\delta_2 t}\left[\cos \omega_{e2} t + \frac{\delta_2}{\omega_{e2}}\left(1 - \frac{2R_2}{k(R_1 - R_2)}\right)\sin \omega_{e2} t\right]\right\} \tag{10.28}$$

unde

$$k = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \tag{10.29}$$

Observații. Pulsația ω_{e2} este sensibil mai mare decît pulsația rețelei de curent alternativ și de aceea în relația (10.24) s-a admis în prima aproximație că oscilația tensiunii de restabilire se va face în jurul valorii de vîrf $-U_s$.

10.2.2.2. **Eficiența schemei Weil-Dobke.** Solicitările la care este supus întreruptorul, la încercarea sintetică, trebuie să fie identic cu solicitările ocazionate de încercarea directă. Intervalul de timp scurs între momentul scăpării contactelor și dispariția fenomenelor tranzitorii poate fi împărțit în trei etape.

Etapa 1 este numită etapa de curent, caracterizată prin energia eliberată de arc $W_a = \int_0^t u\, i\, dt$. În ambele situații (încercări directe și încercări sintetice) această energie trebuie măsurată; ea constituie solicitarea termică a camerei de stingere și durează din momentul separației contactelor pînă în momentul apariției etapei a 2-a, de interacțiune.

Etapa 2, numită de interacțiune, începe cu aproximativ 100 μs înainte de trecerea curentului prin zero și se termină în momentul în care arcul și-a pierdut conductivitatea, deci cuprinde perioada de injecție de curent din circuitul de tensiune. În această etapă, deoarece nu se cunoaște perfect comportarea arcului electric la trecerea curentului prin zero, caracteristicile circuitelor de încercări sintetice trebuie să rămînă identice cu cele ale circuitelor de încercări directe.

Etapa 3, numită dielectrică, apare după etapa 2 și se caracterizează printr-o solicitare pur dielectrică, datorită tensiunii de restabilire.

Observație. În etapa 2 poate apare o *reamorsare termică* a arcului electric, în timp ce în etapa 3 poate apare o *amorsare dielectrică*. În acest ultim caz sursa de tensiune poate avea o impedanță internă mai mare decît în cazul încercării directe.

Comportarea schemei Weil în etapa de interacțiune. După cum s-a notat, în etapa de interacțiune parametrii curentului injectat sînt determinați. Panta la trecerea prin zero trebuie să fie respectată, iar frecvența nu trebuie să fie prea mică, pentru a nu cauza o deformație inadmisibilă a curentului de scurtcircuit. Frecvențe cuprinse între 200 și 1 000 Hz sînt acceptabile. Dacă se neglijează amortizarea, pulsațiile proprii sînt:

a) la încercările directe $\omega_{ed} \approx 1/\sqrt{L_a C_a}$ (10.30)

unde L_d și C_d sînt inductivitatea și capacitatea în circuitul de încercare directă;

b) la încercările sintetice $\omega_{es} \approx 1/\sqrt{\frac{L_2 C_2}{1+C_2/C_1}}$ (10.31)

cu notațiile din figura 10.14.

În cazul încercării sintetice tensiunea de restabilire oscilează în jurul valorii de vîrf U_s tensiunii sursei la încercarea directă

$$U_s = U_2 = U \frac{C_1}{C_1 + C_2} = U \frac{1}{1+C_2/C_1} \tag{10.32}$$

unde U este tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare C_1. Rezultă deci că față de tensiunea de încărcare U tensiunea la bornele aparatului se diminuează cu factorul

$$k = \frac{1}{1+C_2/C_1}, \tag{10.33}$$

iar pentru a menține tensiunea $U_2 = U_s$ la bornele aparatului încercat tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare C_1 va fi

$$U = U_s\ (1+C_2/C_1). \tag{10.34}$$

Echivalența pantelor curenților la trecerea prin valoarea zero. În cazul încercării directe curentul de scurtcircuit este de forma $i_{sc} = \hat{I} \sin \omega t$ cu panta

$$\frac{di_{sc}}{dt} = -\omega \hat{I} = -\omega \frac{U_s}{\omega L_d} = -\frac{U_s}{L_d}. \tag{10.35}$$

În cazul încercării sintetice panta curentului i_1, din relația (10.11) cu $\delta \to 0$ este

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{U}{L_2} = -\frac{U_s(1+C_E/C_S)}{L_2}. \tag{10.36}$$

Din condiția de echivalență a pantelor curenților i_{sc} și i_1 rezultă valoarea inductivității din circuitul de încercări sintetice

$$L_2 = L_d\ (1+C_2/C_1). \tag{10.37}$$

Condiția ca pulsațiile tensiunilor de restabilire la încercarea directă și cea sintetică să fie egale este

$$\frac{1}{L_d C_d} = 1/\frac{L_2 C_2}{1+C_2/C_1}$$

care introdusă în relația (10.37) conduce la valoarea capacității C_2

$$C_2 = C_d. \tag{10.38}$$

Raportul C_2/C_1. Frecvența curentului de injecție este $f_s=1/2\pi\sqrt{L_2C_2}$, iar frecvența tensiunii oscilante de restabilire este $f_r=1/2\pi\sqrt{L_2\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}$. Se poate calcula raportul

$$\left(\frac{f_s}{f_r}\right)^2=\frac{1}{1+C_1/C_2} \tag{10.39}$$

de unde rezultă

$$\frac{C_2}{C_1}=\frac{1}{(f_r/f_s)^2-1}. \tag{10.40}$$

La frecvențe mari de oscilație ale tensiunii de restabilire $f_r/f_s\gg 1$ și $C_2/C_1\ll 1$. În acest caz, după cum arată relația (10.37) inductivitatea din circuitul de încercări sintetice este egală cu inductivitatea din circuitul de încercări directe, adică $L_2=L_d$.

La frecvențe mici de oscilație, care constituie cazul rețelelor de foarte înaltă tensiune (440 kV—765 kV), se constată o scădere sensibilă a tensiunii U_2 în raport cu tensiunea de încărcare U. Pentru a menține tensiunea U_2 la valoarea U_s este necesar ca C_1 să fie încărcat la o tensiune foarte mare sau ca C_1 să aibă valori foarte mari. Ambele soluții sînt neeconomice. Se observă că $C_2=C_d$ și că valoarea capacității C_2 nu poate fi modificată.

Cascada Weil-Dobke [24]. Soluționarea problemei constă în introducerea unui circuit, al treilea, care să compenseze pierderea de tensiune și care intervine după terminarea etapei de interacțiune, adică aproximativ după 100 μs de la trecerea prin zero a curentului injectat i_1. Acest circuit are impedanța internă mare deci costul lui este redus. Schema electrică a cascadei Weil-Dobke este dată în figura 10.18.

În circuitul Weil se introduce un circuit auxiliar cuplat cu primul cu ajutorul întreruptorului auxiliar *IA2*. Funcționarea schemei se urmărește pe

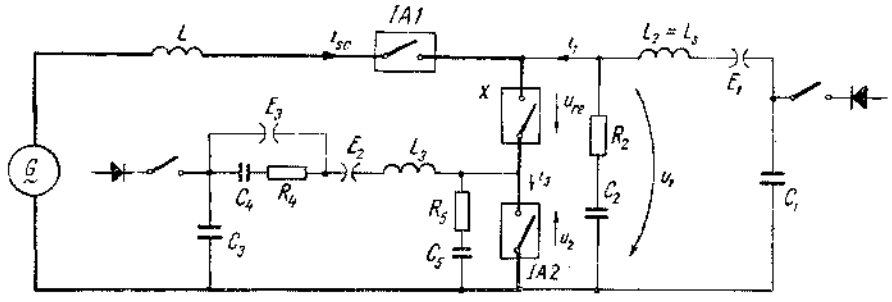


Fig. 10.18. Circuitul cascadă Weil-Dobke.

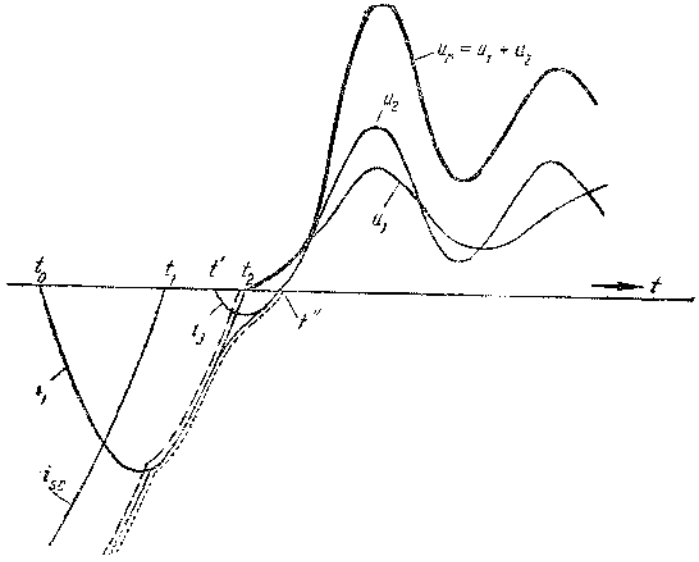


Fig. 10.19. Diagramele de curenți și tensiuni pentru circuitul din fig.10.18.

diagramele din figura 10.19. Întreruptorul *IA2* fiind deschis, prin amorsarea eclatorului E_2 se injectează curentul i_3. Se urmărește astfel ca trecerea prin zero a acestui curent să fie întîrziată cu aproximativ 100 μs față de trecerea prin zero a curentului i_1, astfel încît tensiunea auxiliară u_2 să apară după încetarea etapei de interacțiune. Sursa de energie este condensatorul C_3, a cărui tensiune scade ușor prin trecerea curentului i_3. În momentul t'' cînd acesta a ajuns la valoarea zero, se amorsează eclatorul E_3 care determină o descărcare oscilantă în circuitul L_3, C_3, R_5, C_5. În acest moment în întreruptorul *IA2* nu mai circulă curent, iar tensiunea u_2 obținută la bornele lui R_5C_5 se însumează cu tensiunea u_1 la bornele lui R_2C_2, pentru a forma tensiunea de restabilire u_r. Utilizarea cascadei Weil-Dobke comportă, pe lîngă circuitul de curent intens, încă două surse de energie electrostatică. Se urmărește ca costul bateriei C_1 să nu fie exagerat de mare; pierderea de tensiune este compensată de circuitul al treilea al cărui cost este redus. Avantajul economic al schemei în cascadă apare sensibil numai la încercarea aparatelor cu tensiuni nominale mai mari de 220 kV.

În schema de încercări sintetice din figura 10.14 întreruptorul I_a este de același tip cu întreruptorul X. În cazul întreruptoarelor cu aer comprimat care folosesc același modul de cameră de stingere, cele două întreruptoare I_a și X se află montate pe același suport și au un pol la același potențial.

Utilizînd schemele sintetice puterea de rupere a stației poate spori de 10—15 ori puterea ce se poate obține la încercările directe. Astfel o stație cu o putere directă de 2—3 000 MVA, poate ajunge în cazul încercărilor sintetice la 20—30 000 MVA.

Observații. Transmiterea impulsului de la transformatorul de curent T_c la dispozitivul de comandă *DC*, în figura 10.14 pentru amorsarea eclatorului E_a se realizează cu ajutorul unui fascicol de lumină. În acest scop transformatorul de curent este utilizat pentru generarea unui impuls de lumină, cu ajutorul unui tub cu descărcările în gaze, iar dispozitivul de comandă *DC* este echipat cu o fotodiodă sau un fototranzistor, care în final determină local descărcarea unui condensator în scopul amorsării trigerului eclatorului E_a.

Schemele din figurile 10.14 și 10.18 sînt utilizabile numai în cazul întreruptoarelor rapide cu aer comprimat, la care durata arcului electric este de cel mult o semiperioadă, arcul fiind stins la prima trecere prin zero a curentului.

10.2.2.3. **Alte scheme de încercări sintetice.** *Schema Skeats, cu mai multe semiperioade.* La încercarea întreruptoarelor cu ulei puțin este necesar ca durata arcului electric în întreruptor să fie de cel puțin două semiperioade, în cazul întreruperii reușite. Schema de încercări sintetice Skeats îmbunătățită, care îndeplinește condiția menționată, este indicată în figura 10.20. Generatorul sincron G alimentează transformatorul T, care este prevăzut cu înfășurările secundare S_1 și S_2. Înfășurarea secundară S_1 este destinată a produce curentul intens care se stabilește prin întreruptorul X care se încearcă și întreruptorul auxiliar IA, iar înfășurarea S_2 este destinată a stabili tensiunea de restabilire ca pantă și factor de oscilație, cu ajutorul rezistențelor R_1 (liniară) și R_2 (neliniară). La trecerea prin zero a curentului întreruptorul IA rămîne deconectat, iar întreruptorul X primește tensiunea furnizată de înfășurarea S_2. Dacă întreruperea este reușită în întreruptorul X nu se mai produce amorsarea arcului electric. Dacă însă întreruperea nu este reușită în sensul că sub influența tensiunii de restabilire se produce amorsarea unui arc electric în camera de stingere a întreruptorului X, se comandă dispozitivul de comandă *DC* (sub acțiunea unui cartuș explozibil) care determină amorsarea eclatorului cu triger E_t și intercalarea întreruptorului I în mai puțin de 100 μs. În acest mod arcul în întreruptorul X este din nou alimentat cu curent intens. Întreruptorul I_1 constă dintr-un fir fuzibil care se topește sub acțiunea curentului intens, dar care menține continuitatea circuitului, prin arc electric, pînă la trecerea prin zero a curentului. Dacă nici după a doua semiperioadă întreruptorul X nu deconectează, intră în funcțiune eclatorul E_2 și întreruptorul I_2 care determină trecerea prin întreruptorul

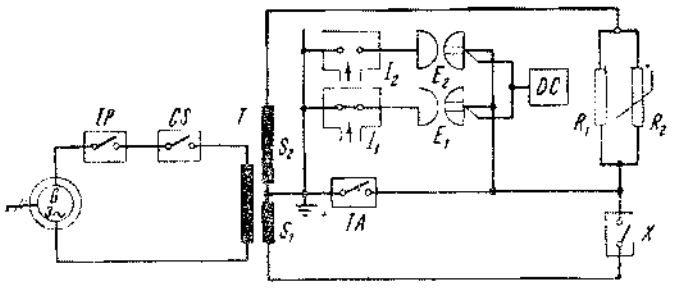


Fig. 10.20. Schema Skeats.

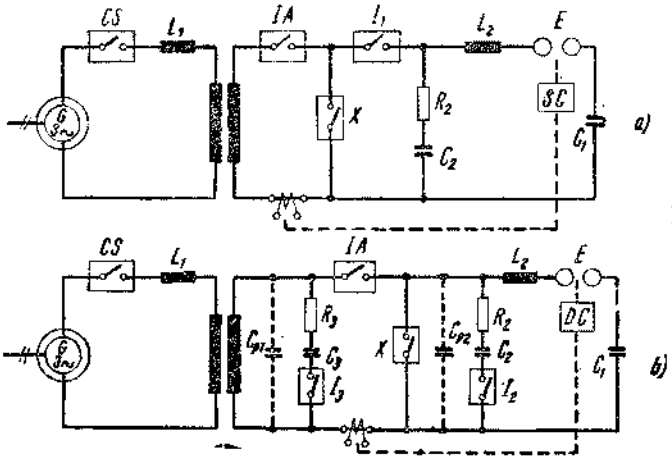


Fig. 10.21. Schema Weil-Dobke adaptată.

încercat a unei a treia semiperioade de curent intens ș.a.m.d. Oscilogramele obținute la încercarea sintetică cu schema Skeats îmbunătățită sînt practic identice ce cele obținute la încercarea directă.

Schema Weil-Dobke cu mai multe semiperioade. Această schemă este indicată sub forma variantelor *a* și *b* din figura 10.21. În varianta *a* întreruptorul auxiliar *IA* rămîne închis un număr precizat de semiperioade și se deconectează, cu arc electric în ultima semiperioadă impusă. Arcul electric se reamorsează în întreruptorul *X*, *IA* fiind închis, datorită pantei mari a tensiunii de restabilire la bornele întreruptorului *X*, întrucît capacitatea circuitului de curent intens este mică. Pentru a menține ridicată frecvența proprie de oscilație în bucla de curent intens este necesar să se izoleze bucla de tensiune cu întreruptorul I_1, care se menține deschis pînă în ultima semiperioadă urmărită de curent intens. În această semiperioadă se deschide întreruptorul auxiliar I_A, se închide întreruptorul I_1 și se amorsează eclatorul *E* pentru a injecta curentul i_1. Oscilograma tipică a curentului de scurtcircuit i_{sc}, curentului injectat i_1, și a tensiunii la bornele întreruptorului ca tensiune de arc și apoi ca tensiune de restabilire *u*, sînt indicate în figura 10.22, unde s-au precizat și momentele de comutație (*î*=închis; *d*=deschis) ale aparatelor din figura 10.21, *a*. În varianta *b* din figura 10.21 s-a renunțat la întreruptorul I_1 din varianta *a*, dar s-au introdus întreruptoarele I_2 și I_3. Întreruptorul I_3 rămîne deconectat pînă în ultima semiperioadă a curentului intens, cînd se conectează pentru a conecta capacitatea C_3 prin rezistența R_3 în paralel la capacitatea parazită C_{p1}. În acest mod, frecvența proprie de oscilație la bornele întreruptorului auxiliar *IA* diminuează și deci solicitarea dielectrică și pericolul de amorsare a acestuia se elimină. Întreruptorul I_2 conectează condensatorul C_2 în serie cu rezistența R_2 sincron cu întreruptorul I_3, adică tot în ultima semiperioadă a curentului intens. În varianta *b* se folosesc două faze ale unui întreruptor trifazat ca întreruptoare I_2 și I_3 cu un pol pus la pămînt și cu celălalt pol izolat la tensiunea redusă a sursei de curent, ceea ce reprezintă un avantaj important față de varianta *a*.

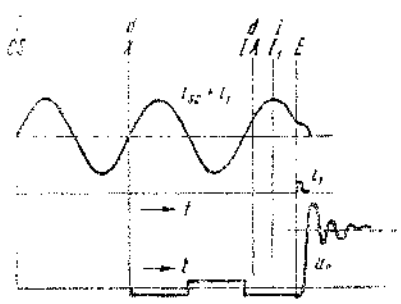


Fig. 10.22. Diagrame la schema din figura 10. 21.

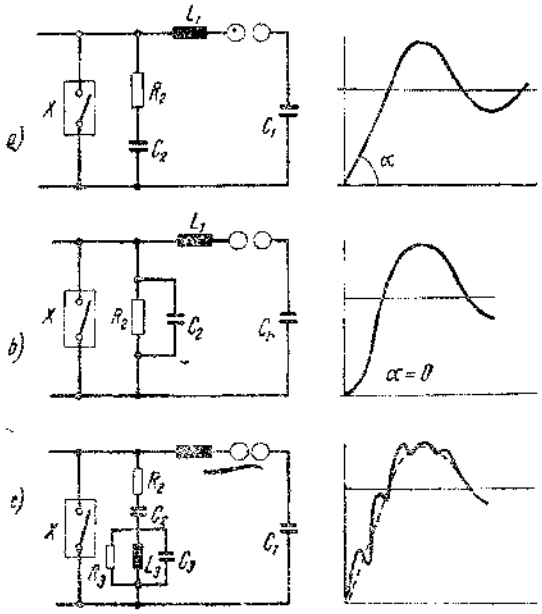


Fig. 10.23. Reglarea tensiunii oscilante de restabilire.

Reglarea tensiunii oscilante de restabilire. În schemele de încercări sintetice Weil-Dobke tensiunea oscilantă de restabilire poate fi reglată ca frecvență și pantă în funcție de acumulatoarele de energie și amortizările din circuitul de tensiune, cum se arată în figura 10.23. În varianta *a*, rezistența R_2 este în serie cu capacitatea C_2 panta inițială $tg\ \alpha \neq 0$. În varianta *b*, prin conectarea în paralel a rezistenței R_2 și condensatorului C_2 se obține o pantă inițială $tg\ \alpha = 0$. În varianta *c* se obține o tensiune oscilantă cu două frecvențe de oscilație, ceea ce reproduce solicitarea la defectul kilometric.

Alte variante de scheme sintetice utilizate la încercarea întreruptoarelor de înaltă tensiune sînt indicate în figura 10.24. În schema *a*, cu două frecvențe, elaborată de Kaplan și Naşalîr [92], se generează curentul de scurtcircuit i_{sc} de către descărcarea din circuitul care conține pe L_1 și C_1 și curentul de injecție i_1, de către descărcarea oscilantă din circuitul care conține pe L_2 și C_2. Relațiile de amplitudine și fază ale curenților i_{sc} și i_1 sînt indicate în diagrama *b*. Curentul injectat i_1 este de sens contrar cu i_{sc} astfel încît în întreruptorul *A* cei doi curenți se scad. Succesiunea operațiilor în cazul utilizării unei singure semiperioade este următoarea :

În momentul *1* se deconectează întreruptoarele auxiliar *A* și cel care se încearcă *X*, dar curentul de scurtcircuit i_{sc} continuă să existe datorită arcurilor electrice din cele două întreruptoare. În momentul *2* începe injecția curentului i_1, iar în momentul *3* curentul i_A în întreruptorul auxiliar este nul și deci în acest moment întreruptorul auxiliar se consideră deconectat electric. Prin

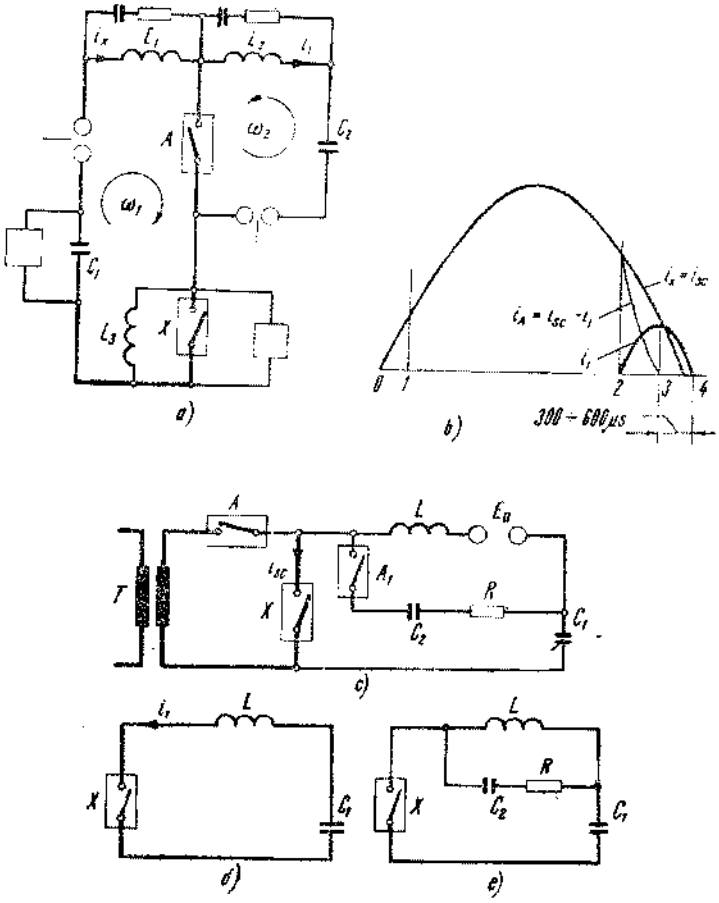


Fig. 10.24. Alte scheme de încercări sintetice.

întreruptorul X va continua să circule un curent determinat de conectarea în serie a elementelor C_1, L_1, C_2, L_2, curent care se va anula în momentul *4*. Dacă întreruperea este reușită la bornele întreruptorului apare tensiunea oscilantă de restabilire. Schema se mai completează cu rezistențe și inductivități pentru obținerea formei dorite pentru tensiunea de restabilire. Cînd se urmărește realizarea mai multor semiperioade schema se complică prin introducerea unor elemente care să asigure remorsarea arcului electric în întreruptor și lipsa de atenuare a curentului de frecvență industrială [93].

În schema *e* din figura 10.24 se arată varianta Panek-Novotny a schemei Weil-Dobke. În schema *d* s-a extras circuitul pentru generarea curentului de injecție, iar în schița *e* circuitul pentru generarea tensiunii de restabilire, după deconectarea electrică a întreruptorului X.

10.2.3. **Privire de ansamblu**

În funcţie de capacitatea de rupere, tensiunea de serviciu şi numărul polilor există următoarele posibilităţi de încercare.

Încercarea directă. Aparatele de medie tensiune adică pînă la 35 kV pot fi verificate în staţii echipate cu generatoare proprii, sau în reţea prin încercări directe şi tripolare deoarece puterea de rupere 100—500 MVA este disponibilă cu uşurinţă atît în staţii cît şi în reţea.

Încercarea indirectă pe un pol. Se încearcă un singur pol al întreruptorului şi anume polul corespunzător care întrerupe primul un scurtcircuit trifazat simetric. Puterea de rupere trifazată se obţine prin înmulţirea cu doi a puterii de rupere a unui singur pol. În adevăr, puterea de scurtcircuit trifazată fiind definită ca

$$S_3=\sqrt{3}U_nI_{sc}, \tag{10.41}$$

iar puterea la deconectarea polului, în care curentul trece primul prin zero, fiind

$$S_1=1{,}5\frac{U_n}{\sqrt{3}}I_{sc}=\frac{\sqrt{3}}{2}U_nI_{sc}, \tag{10.42}$$

rezultă că

$$S_3=2\ S_1. \tag{10.43}$$

Încercarea indirectă pe elemente. Dacă polul unui întreruptor are mai multe camere de stingere în serie se încearcă o singură cameră de stingere la curentul de scurtcircuit nominal şi la tensiunea de restabilire teoretic corespunzătoare unei singure camere de stingere. Valabilitatea acestei încercări depinde de acţiunea sincronă a tijelor mobile în toate camerele de stingere şi de repartiţia uniformă a tensiunii de restabilire pe camerele de stingere ale întregului pol.

Încercarea indirectă cu surse de energie separate. Întreruptorul se încearcă în prima etapă cu curentul de scurtcircuit nominal, dar cu o tensiune de restabilire redusă şi în a doua etapă cu curent de scurtcircuit redus şi tensiunea de restabilire nominală. O asemenea încercare nu reproduce solicitările reale ale întreruptorului în sensul că reamorsarea arcului în întreruptor depinde atît de conductanţa de rest cît şi de tensiunea de restabilire. De aceea, această metodă poate fi adaptată ca măsură minimală, în sensul că, dacă un întreruptor nu întrerupe în condiţiile acestei metode în mod sigur, nu va întrerupe în condiţiile curentului de scurcirtcuit nominal şi a tensiunii de restabilire nominale.

Încercarea sintetică. Încercările directe şi indirecte utilizează o singură sursă de energie care livrează atît curentul intens cît şi tensiunea de restabilire. La utilizarea încercărilor sintetice se utilizează două surse de energie şi anume: una pentru curentul intens şi alta pentru tensiunea de restabilire. Utilizarea metodelor sintetice se impune din cauza creşterii continue a puterilor de scurtcircuit în reţelele de înaltă tensiune şi deoarece este oneros a se instala puteri mari în generatoarele sincrone ale staţiilor de încercări.

10.2.4. Încercarea siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune în circuit oscilant

În mod normal, verificarea capacității de rupere a siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune se realizează cu ajutorul generatorului de scurtcircuit, ceea ce conduce la un consum mare de energie, întrucît pentru fiecare încercare generatorul trebuie adus la viteza de sincronism. O importantă economie de mijloace și de energie se poate realiza observînd că siguranța fuzibilă funcționează limitativ, adică prin siguranță nu va trece curentul de scurtcircuit de lovitură, ci un curent limitat ca valoare, deoarece fuzibilul se topește, iar circuitul se întrerupe.

În figura 10.25, *a* se indică schema de principiu a încercării siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune cu ajutorul căreia se urmărește realizarea unui curent oscilant i_1 a cărui pantă inițială, la frecvența proprie de oscilație a circuitului, să fie egală cu panta la trecerea prin zero a curentului i de scurtcircuit real la frecvența de 50 Hz.

Condensatorul C_1 se încarcă la tensiunea 10 — 100 kV, corespunzător tensiunii nominale a siguranței, fără însă a fi egală cu aceasta. Cu ajutorul eclatorului E_a, prevăzut cu triger, condensatorul C_1 se descarcă oscilant prin siguranța X, care șuntează condensatorul C_2 și divizorul de tensiune D_t. După topirea siguranței X, frecvența proprie a circuitului se modifică prin introducerea în circuit a condensatorului C_2. Tensiunea oscilantă de restabilire la bornele siguranței este chiar tensiunea la bornele capacității C_2.

Dacă frecvența circuitului format din condensatorul C_1, inductivitatea L și rezistența R a firului fuzibil, înainte de topirea sa, este chiar frecvența industrială de 50 Hz, va exista o corespondență mai bună între încercarea sintetică și cea executată în condiții reale. După cum arată figura 10.25, *b* poate exista o abatere între frecvența curentului i la 50 Hz, și frecvența curentului i_1. Curentul limitat este i_l.

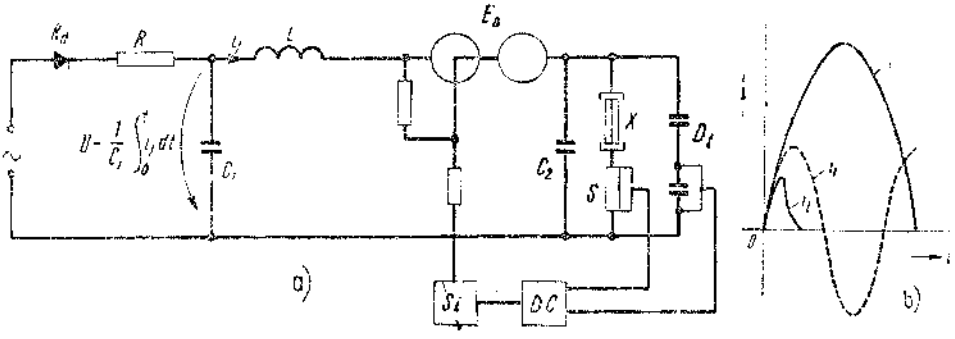


Fig. 10.25. Încercarea siguranțelor fuzibile în circuit oscilant.

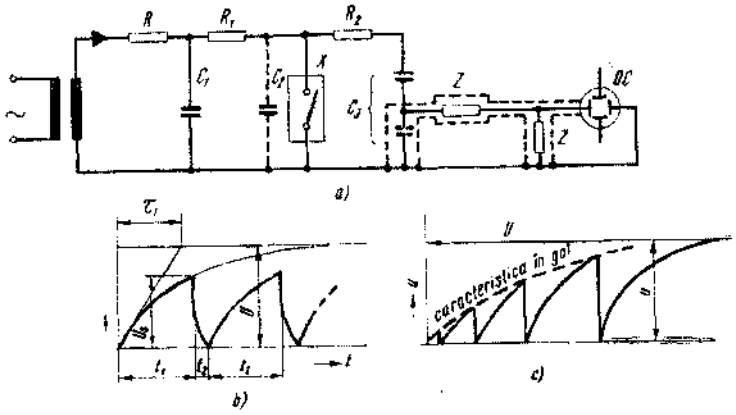


Fig. 10.26. Determinarea caracteristicii în gol.

Frecvența curentului i se calculează scriind ecuația diferențială a circuitului după amorsarea eclatorului E_a și înainte de topirea fuzibilului. Dacă se notează cu R rezistența în circuitul de încercare, ținînd seama că înainte de topirea fuzibilului capacitatea C_2 poate fi considerată șuntată, ecuația diferențială se scrie

$$U-\frac{1}{C_1}\int_0^t i_1\ \mathrm{d}t=L\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}+Ri_1, \tag{10.44}$$

unde U este tensiunea de încercare a capacității C.

Prin aplicarea transformării Laplace se obține

$$\mathfrak{L}\,i_1=\frac{U}{L}\frac{1}{p^2+2p\delta+\omega_0^2}$$

cu soluția în domeniu original

$$i_1=\frac{U}{L\omega_e}\mathrm{e}^{-\delta t}\sin\ \omega_e t. \tag{10.45}$$

Pulsația curentului oscilant amortizat este

$$\omega_e=\sqrt{\omega_0^2-\delta^2}.$$

Panta curentului oscilant rezultă din ecuația (10.45):

$$\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}=\frac{U}{L\omega_e}\left(-\delta\mathrm{e}^{-\delta t}\sin\ \omega_e t+\omega_e\cos\ \omega_e t.\mathrm{e}^{-\delta t}\right).$$

de unde se obține:

$$\left|\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0}=\frac{U}{L}.$$

Expresia curentului la 50 Hz este de forma $i=\hat{I}\sin\omega t$ cu panta în momentul 0:

$$\left|\frac{di_t}{dt}\right|_{t=0}=\omega\hat{I}.$$

Condiția de echivalență a pantei la încercarea sintetică și cea directă este

$$\frac{U}{L}=\omega\hat{I}. \tag{10.46}$$

După topirea firului fuzibil la bornele siguranței, adică la bornele capacității C_2 apare tensiunea oscilantă de restabilire u_r. Ecuațiile diferențiale corespunzătoare sînt

$$U_1-\frac{1}{C_1}\int_0^t i_2dt=L\frac{di_2}{dt}+Ri_2+\frac{1}{C_2}\int_0^t i_2dt;$$

$$u_r=\frac{1}{C_1}\int_0^t i_2dt;\quad U_1=U-\frac{1}{C_1}\int_0^{t_1} i_1dt, \tag{10.47}$$

unde t_1 este durata la care are loc fuziunea firului fuzibil, iar i_1 este dat de expresia (10.45), cu observația că i_2 pentru $t=0$ are valoarea $i_1=i_f$ și, deci, inductivitatea L_2 acumulează energie.

10.2.5. Determinarea caracteristicilor în gol și în sarcină la întreruptoarele de înaltă tensiune

Deconectarea de către întreruptoare a transformatoarelor în gol și a liniilor în gol echivalează cu deconectarea unor curenți inductivi sau capacitivi de valori mult inferioare curenților nominali de funcționare. Ca urmare la acest tip de deconectare în întreruptor nu se produc fenomene intense de ionizare. Este util ca în laborator să se determine curba de stabilire a rigidității dielectrice a întreruptorului, în absența sarcinii, curbă care se mai numește *caracteristica în gol a întreruptorului.* Această caracteristică constituie un indiciu asupra capacității întreruptorului de a deconecta curenți mici.

Pentru un curent de scurtcircuit întrerupt, refacerea rigidității dielectrice în camera de stingere se realizează după o curbă de ținere, care se numește caracteristica în sarcină a întreruptorului.

În figura 10.26, *a* se indică schema de principiu cu ajutorul căreia se ridică caracteristica în gol a unui întreruptor. Condensatorul C_1 este încărcat la tensiunea U cu ajutorul unui redresor. Întreruptorul X, care se încearcă fiind închis, primește o comandă de deschidere. Tensiunea care se stabilește la bornele întreruptorului X are forma unor dinți de ferăstrău, ca în diagrama *c* unde valorile maxime ale tensiunii u definesc caracteristica în gol a întreruptorului.

Obținerea caracteristicii în gol este posibilă dacă se iau următoarele precauții în schemă:

a. Rezistența R_1 este relativ mare, de ordinul $7.10^8\,\Omega$, ceea ce se obține cu apă distilată de 10 microsiemens într-o coloană formată din tuburi de sticlă cu diametrul de 6 mm și o lungime de 20 m [65]. Tuburile de sticlă sînt conectate în V cu ajutorul unor racorduri de cauciuc.

b. Rezistența R_2 este relativ mică și anume de ordinul 50 — 500 Ω avînd rolul de a amortiza oscilațiile de înaltă frecvență în circuitul de măsură al divizorului de tensiune capacitiv de capacitate totală C_3.

Dacă se admite că distanța între contactele întreruptorului rămîne fixă se obține diagrama din figura 10.26, *b* în care tensiunea u la bornele întreruptorului crește după relația

$$u=U\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right), \tag{10.48}$$

unde $\tau_1\approx R_1\,(C_2+C_3)$ deoarece rezistența R_2 fiind foarte mică în raport cu R_1, se neglijează. În momentul cînd $u=U_s$, adică la atingerea tensiunii de străpungere a distanței disruptive în întreruptor, capacitatea (C_2+C_3) se descarcă cu constanta de timp $\tau_2\approx R_2C_3$ după ecuația

$$u=U_s e^{-\frac{t}{\tau_2}}. \tag{10.49}$$

Deoarece $\tau_2\ll\tau_1$ rezultă în diagrama *b* că $t_2\ll t_1$. Aparent, procesul descărcării se confundă cu o dreaptă după care tensiunea u este adusă instantaneu la zero. Deoarece însă, din cauza deplasării contactului mobil, distanța de eclatare în întreruptor nu este constantă, ci crește realmente, în locul diagramei din figura 10.26, *b* se obține diagrama din figura 10.26, *c*.

Capacitatea de rupere a unui întreruptor depinde de parametrii tensiunii de restabilire: factorul de oscilație și frecvența proprie.

În figura 10.27 se arată că, pentru un singur curent de scurtcircuit i întrerupt, cu cît frecvența proprie de oscilație este mai mică $(f_5<f_4<f_3<f_2<f_1)$ cu atît amplitudinea tensiunilor de restabilire este mai mare $(\hat{u}_{r5}>\hat{u}_{r4}>\hat{u}_{r3}>u_{r2}>\hat{u}_{r1})$.

Curba u_{ds}, înveliitoare a curbelor care reprezintă tensiunea de restabilire, arată modul de refacere a rigidității dielectrice într-un întreruptor care a întrerupt un curent de scurtcircuit dat. Dacă se cunoaște această curbă și tensiunea de restabilire într-un punct al unei rețele se poate aprecia dacă întreruptorul poate sau nu poate să întrerupă curentul de scurtcircuit dat.

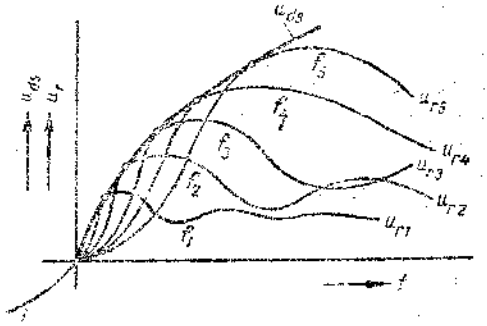


Fig. 10.27. Tensiunea de ținere în sarcină pentru un curent dat.

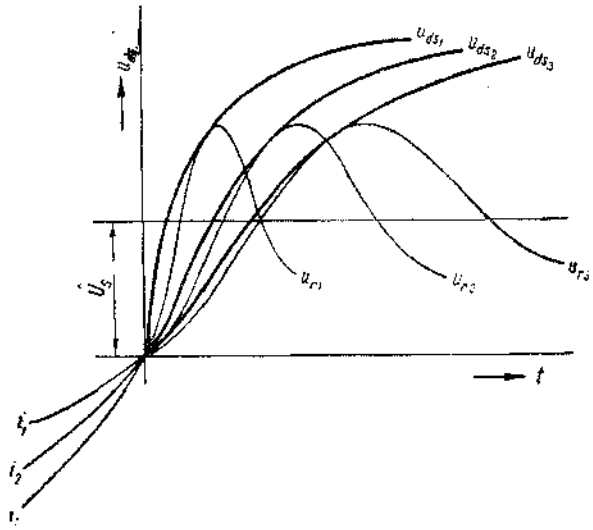


Fig. 10.28. Tensiunea de ținere în sarcină pentru curenții i_1, i_2, i_3.

Pentru valori diferite ale curenților de scurtcircuit i_1, i_2, i_3 se obțin caracteristice de sarcină u_{ds_1}, u_{ds_2}, u_{ds_3} diferite, după cum se arată în figura 10.28. Cu cît curentul de scurtcircuit este de amplitudine mai mică cu atît rigiditatea dielectrică se reface mai repede în întreruptor.

10.2.6. Încercarea de funcționare a descărcătoarelor

Această încercare are drept scop de a verifica dacă descărcătorul stinge curentul de însoțire la frecvența industrială. În figura 10.29 se indică schema de principiu a instalației de încercare care cuprinde două surse de energie. O sursă de energie este constituită din generatorul de impuls, care produce unda de curent 8/20 μs și transformatorul T, care produce curentul de însoțire.

Generatorul de impuls este conectat la descărcătorul X care se încearcă prin intermediul eclatorului complex E_1, E_2. Rezistența R_1 de 1 MΩ are rolul de a menține un punct al eclatorului la potențialul pămîntului. În acest mod, partea E_1 a eclatorului nu este supusă tensiunii de frecvență industrială. Partea E_2 a eclatorului are o distanță disruptivă redusă și are scopul de a izola față de pămînt transformatorul de frecvență industrială. Partea E_1 are ca scop, mai întîi, de a transmite impulsul de tensiune la descărcător și, apoi de a întrerupe ca sursa de curent alternativ să debiteze pe generatorul de impuls, după descărcarea acestuia. În vederea realizării acestui scop eclatorul E_1 are mai multe spații disruptive.

Unda de curent este reglată din valorile date pentru C_1, R, L. Amorsarea generatorului de impuls este sincronă în raport cu faza tensiunii alternative și anume generatorul de impuls se amorsează cu 60° electrice înainte ca tensiunea sursei de curent alternativ să fi atins valoarea sa maximă. Metodologia

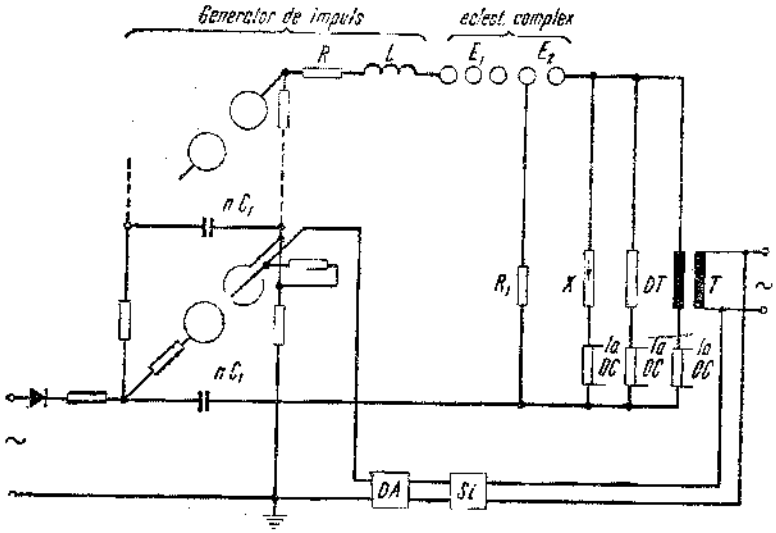


Fig. 10.29. Schema instalației pentru încercarea descărcătoarelor.

încercărilor este normată de recomandările CEI. Buna funcționare a descărcătorului este caracterizată de stingerea curentului de însoțire la prima sa trecere prin valoarea zero. Șunturile de măsură conectate în serie cu descărcătorul X, cu secundarul transformatorului T, precum și divizorul de tensiune DT permit înscrierea mărimilor controlate cu ajutorul oscilografului catodic

10.3. ECHIPAMENT DE MĂSURĂ SPECIFIC

Mărimile electrice care se măsoară cu ocazia încercării aparatelor electrice de comutație sînt tensiuni și curenți. Astfel se măsoară tensiunea arcului electric, tensiunea oscilantă de restabilire, tensiunea de încercare la impuls, tensiunea de încercare la frecvența industrială, ca și curenții de scurtcircuit, post-arc, de impuls. Aceste mărimi electrice, cu excepția mărimilor de frecvență industrială, comportă variații rapide în timp și de aceea transformatoarele de tensiune și de curent nu pot fi utilizate pentru a transmite informații oscilografului catodic, în scopul înregistrării lor. Transformatoarele de măsură au o bandă de frecvență mult prea redusă, de aproximativ 1 000 Hz, pentru a nu deforma fenomene cu frecvențe care ajung pînă la cîțiva MHz. De aceea în tehnica măsurărilor specifice încercării aparatelor electrice de comutație se utilizează divizoare de tensiune (pentru măsurarea tensiunilor înalte) și șunturi (pentru măsurarea curenților intenși) în conexiune cu oscilografe catodice.

În acest capitol se dezvoltă teoria divizoarelor de tensiune și a șunturilor sub aspectul răspunsului la excitația treaptă sau a caracteristicii de frecvență, care reprezintă singurile criterii de apreciere ale unui dispozitiv de măsură.

10.3.1. Divizorul de tensiune

Schema generală a unui divizor de tensiune este indicată în figura 10.30, *a*. Dacă l este lungimea divizorului de tensiune, priza pentru măsură este practicată la distanța x. La punctul $x=l$ se aplică impulsul, iar la punctul $x=0$, divizorul este conectat la pământ. Se poate scrie

$$\begin{aligned} R &= R_0 l, \\ L &= L_0 l, \\ C &= C_0 l, \\ K_1 &= \frac{K_{01}}{l}, \\ K_2 &= \frac{K_{02}}{l}. \end{aligned} \tag{10.50}$$

unde, pe unitatea de lungime a divizorului de tensiune, s-a notat cu:

R_0 — rezistența;
L_0 — inductivitatea;
K_{01} — capacitatea longitudinală paralel;
K_{02} — capacitatea longitudinală serie;
C_0 — capacitatea transversală.

Din schema expusă în figura 10.30, *a* derivă cîteva variante de divizoare, în funcție de ponderea pe care o au anumite elemente ale schemei. Astfel: dacă $L_0=0$, $K_{02}=\infty$ se obține un *divizor rezistiv*. Dacă, la limită la acest divizor

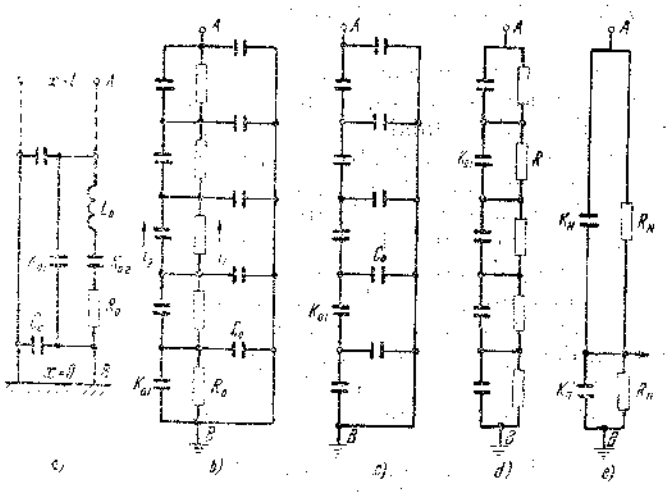


Fig. 10.30. Schema de principiu pentru divizoarele de tensiune.

$K_{01} \gg C_0$, influența capacității C_0 se poate neglija și astfel se obține un *divizor mixt paralel*. Dacă se pune $K_{02} \gg K_{01}$ și $K_{02} \gg C_0$ se obține un *divizor mixt serie*. Dacă dispare R_0 și $K_{02} \gg C_0$ se obține un *divizor capacitiv*. Teoretic divizorul capacitiv este cel mai indicat a fi folosit deoarece se comportă bine atît la frecvențe înalte, cît și la frecvențe joase, întrucît în schema lui nu intră elemente de întîrziere. Divizorul rezistiv se construiește cu mijloace mai simple, realizîndu-se ca un bobinaj neinductiv, dar prezența capacității față de pămînt conduce la formarea elementelor de întîrziere. Divizorul mixt întrunește avantajele divizorului capacitiv, la frecvențe ridicate, cu avantajele divizorului rezistiv la frecvențe joase.

10.3.1.1. **Divizorul rezistiv.** Schema de principiu a acestui divizor este indicată în figura 10.30, *b*. Pentru un element dx situat la distanța x, ecuațiile integro-diferențiale sînt

$$-\frac{\partial u}{\partial x}\,dx = \frac{\int_0^t i_2 dt}{\frac{K_{01}}{dx}} \qquad (10.51)$$

$$u = -\frac{1}{K_{01}}\int_0^x dx \int_0^t i_2 dt$$

$$-\frac{\partial u}{\partial x}\,dx = R_0 dx\, i_1 \qquad (10.52)$$

$$u = -R_0 \int_0^x i_1 dx$$

$$-\frac{\partial}{\partial x}(i_1 + i_2)dx = C_0 dx \frac{\partial u}{\partial t} \qquad (10.53)$$

$$u = -\frac{1}{C_0}\int_0^t \frac{\partial i_1}{\partial x}\,dt - \frac{1}{C_0}\int_0^t \frac{\partial i_2}{\partial x}\,dt.$$

Din ecuațiile (10.51), (10.52), (10.53) se obține

$$u = \frac{1}{R_0 C_0}\,\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}\int_0^t dt + \frac{K_{01}}{C_0}\,\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}. \qquad (10.54)$$

Cu notația $\mathfrak{L}u=\mathfrak{U}$, aplicînd transformarea Laplace ecuației (10.54) se obține

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{U}}{\partial x^2}\left(\frac{1}{pR_0C_0}+\frac{K_{01}}{C_0}\right)-\mathfrak{U}=0 \text{ sau}$$

$$\frac{\partial^2 \mathfrak{U}}{\partial x^2}-\lambda^2\mathfrak{U}=0, \tag{10.55}$$

cu notațiile

$$\lambda^2=\frac{\gamma^2 p}{\rho^2+p}$$

$$\gamma^2=\frac{C_0}{K_{01}} \tag{10.56}$$

$$\rho^2=\frac{1}{K_{01}R_0}.$$

Soluția generală a ecuației (10.55) este

$$\mathfrak{U}=A\,e^{\lambda x}+B\,e^{-\lambda x}. \tag{10.57}$$

Condițiile la limită sînt: $x=0$, $u=0$ și $x=l$, $\mathfrak{U}=\mathfrak{U}_l$, $u=u_l$. Rezultă $B=-A$ și $A=\frac{\mathfrak{U}_1}{2\,\mathrm{sh}\,\lambda\,l}$, iar relația (10.57) devine

$$\mathfrak{U}=\frac{\mathrm{sh}\,\lambda\,x}{\mathrm{sh}\,\lambda\,l}\,\mathfrak{U}_l. \tag{10.58}$$

Funcția original se obține cu formula dezvoltării a lui Heaviside, cînd pentru excitația treaptă $\mathfrak{U}_l=\frac{U}{p}$. Astfel

$$\frac{F(0)}{G(0)}=U\frac{e^{\lambda x}-e^{-\lambda x}}{e^{\lambda l}-e^{-\lambda l}}=U\frac{x}{l}. \tag{10.59}$$

Acest rezultat se obține observînd în relațiile (10.56) că pentru $p\to 0$, $\lambda\to 0$ și că nedeterminarea din ultima relație se ridică prin aplicarea regulii lui Hôpital.

Dacă punem $\mathrm{sh}\,\lambda l=\frac{1}{j}\sin j\lambda l=0$ și $\mathrm{ch}\lambda l=\cos j\lambda l$, rezultă

$$j\lambda l=k\pi, \quad \text{unde } k=1,2,3,... \tag{10.60}$$

$$p_l G'(p_l)=p_l\,\mathrm{ch}\lambda_l\,l.l.\,\frac{dp_l}{dp}=(-1)^k\frac{k\pi}{j^2}\left(1+k^2\pi^2\frac{K_1}{C}\right)$$

$$\frac{F(p)}{p_l G'(p_l)}=\frac{U\frac{1}{j}\sin j\lambda x}{(-1)^k\frac{k\pi}{j^2}\left(1+k^2\pi^2\frac{K_1}{C}\right)}=\frac{2\,U\sin(k\pi x/l)}{(-1)^k k\pi\left(1+k^2\pi^2\frac{K_1}{C}\right)}.$$

Dacă se ține seama de relațiile (10.56) și (10.60) rădăcinile numitorului sînt

$$p_i=\frac{\rho^2\lambda_i^2}{\gamma^2-\lambda_i^2}=-\frac{k^2\pi^2}{R(C+K_1k^2\pi^2)}.$$

Răspunsul tranzitoriu pe partea de joasă tensiune a divizorului este

$$u(x,\ t)=U\left[\frac{x}{l}+\frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k\sin(k\pi x/l)}{k\left(1+k^2\pi^2\frac{K_1}{C}\right)}\,e^{-\frac{k^2\pi^2t}{R(C+k^2\pi^2K_1)}}\right]. \qquad (10.61)$$

În relația (10.61) raportul x/l se poate înlocui cu n/N, unde N este numărul total de elemente de rețea, iar n este numărul de elemente de rețea aferente părții de joasă tensiune a divizorului.

Relația (10.61) se poate simplifica ținînd seama că sin $(k\pi x/l)\approx k\pi x/l$ și deci

$$u(x,\ t)=U\frac{n}{N}\left[1+2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k}{1+k^2\pi^2\frac{K_1}{C}}\,e^{-\frac{k^2\pi^2t}{R(C+k^2\pi^2K_1)}}\right]. \qquad (10.62)$$

La un divizor rezistiv bobinat capacitatea transversală K_1 este foarte mică în raport cu capacitatea C, față de pămînt. De exemplu $K_1=2$ pF, iar C=60 pF și deci raportul K_1/C este redus. Astfel dacă se consideră $K_1\approx 0$, răspunsul tranzitoriu la excitația treaptă este

$$u(x,\ t)=U\frac{n}{N}\left[1+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k\,e^{-\frac{k^2\pi^2t}{RC}}\right] \qquad (10.63)$$

10.3.1.2. **Divizorul capacitiv.** Dacă în figura 10.30, *b*, $R_0=\infty$ se obține un divizor capacitiv. Repartiția tensiunii este dată de capacitățile longitudinale K_{01} și transversală C_0, reprezentate în figura 10.30, *c*. Plecînd de la ecuațiile

$$-\frac{\partial u}{\partial x}\,dx=\frac{\int_0^t i\,dt}{\frac{K_{01}}{dx}}$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x}\,dx=C_0\,dx\frac{\partial u}{\partial t} \qquad (10.64)$$

se obține ecuația diferențială

$$\frac{\partial^2u}{\partial x^2}-\alpha^2\,u=0, \qquad (10.65)$$

unde $\alpha^2=C_0/K_{01}$.

Soluția ecuației diferențiale, pentru excitația treaptă U, este independentă de timp

$$u=\frac{\operatorname{sh}\alpha x}{\operatorname{sh}\alpha l}U, \tag{10.66}$$

adică starea finală este identică cu cea inițială, repartiția se face după funcția sinus hiperbolic, deci neliniar. Pentru a folosi relația (10.66) este necesar să exprimăm argumentul în mărimi relative, fără dimensii. Această relație se transformă în

$$u=\frac{\operatorname{sh}\alpha\frac{x}{l}}{\operatorname{sh}\alpha}U\approx\frac{x}{l}U\left(1-\frac{\alpha^2}{6}\right). \tag{10.67}$$

La relația (10.67) se ajunge dacă se reține primii doi termeni la dezvoltarea în serie a numitorului.

10.3.1.3. **Divizorul mixt paralel.** Dacă în figura 10.30, *b* se neglijează capacitatea C_0 față de capacitatea K_{01} se obține schema din figura 10.30, *d*. Pentru $C=0$ relația (10.61) conduce la

$$u=U\frac{x}{l}\quad\text{sau}\quad u=U\frac{n}{N}. \tag{10.68}$$

Relația (10.68) arată că repartiția tensiunii se face liniar de-a lungul divizorului și că răspunsul obținut pe partea de joasă tensiune nu prezintă distorsiuni față de impulsul aplicat părții de înaltă tensiune. La acest rezultat se ajunge în mod practic prin conectarea în paralel, pe elementele rezistive, de condensatoare cu capacitate mult superioară capacității parazite față de pământ și obiectele învecinate.

Pentru a obține un divizor mixt *perfect compensat* este necesar să existe egalitate între constantele de timp ale părții de înaltă tensiune și ale părții de joasă tensiune. Această condiție este îndeplinită dacă, urmărind figura 10.30, *e* există

$$\tau_1=(R_N+R_n)\frac{K_NK_n}{K_N+K_n}\approx R_NK_N=R_nK_n=\tau_2 \tag{10.69}$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită repartiția tensiunii nu mai este liniară de-a lungul divizorului. La un divizor *supracompensat* $R_nK_n<R_NK_N$, iar la un divizor *subcompensat* $R_nK_n>R_NK_N$.

10.3.1.4. **Divizorul rezistiv cu ecran.** La calculul răspunsului tranzitoriu, la excitația treaptă, al divizorului rezistiv, în relația (10.61) s-a considerat că parametrii C_0, K_{01}, R_0 sînt uniform repartizați de-a lungul coloanei divizorului. Dar cum C_0 reprezintă capacitatea față de pămînt, pe unitatea de lungime, iar divizorul este așezat vertical față de sol, va rezulta că această capacitate nu este constantă de-a lungul coloanei bobinate a divizorului. Din această cauză relația (10.61) are numai o semnificație teoretică pentru divizorul rezis-

tiv. Dacă însă divizorul rezistiv ar fi așezat între două plăci metalice orizontale, de suprafață mare în raport cu lungimea coloanei divizorului, una din plăci fiind legată la pămînt, se creează un cîmp electric uniform în lungul coloanei divizorului, iar divizorul este ferit de influența corpurilor învecinate. În acest caz sînt îndeplinite condițiile realizării unui divizor mixt-paralel.

Din punct de vedere practic în locul plăcilor se utilizează unul sau două inele metalice conectate la capătul superior al divizorului, realizîndu-se astfel un divizor rezistiv ecranat. Acesta are avantajul unei capacități longitudinale K_{01} mai reduse față de divizorul mixt-paralel, ceea ce înseamnă: reducerea elementului de întîrziere RC. Racordul cablului de măsură la brațul de joasă tensiune se efectuează simplu, printr-o conexiune normală. În mod normal acest braț are o rezistență apropiată de impedanța caracteristică a cablului de măsură, sau acest braț se conectează în serie cu cablul de măsură, a cărui extremitate este adaptată, terminîndu-se cu impedanța caracteristică.

Din cauza ecranului, care este limitat ca diametru, nici la acest divizor capacitatea longitudinală K_{01} nu este uniform repartizată în lungul coloanei divizorului.

Astfel în figura 10.31 se prezintă cîmpul electric al ecranului unui divizor pentru tensiunea de 1,6 MV față de pămînt. Se constată o tendință marcantă de a uniformiza cîmpul electric în lungul divizorului dar două supra-

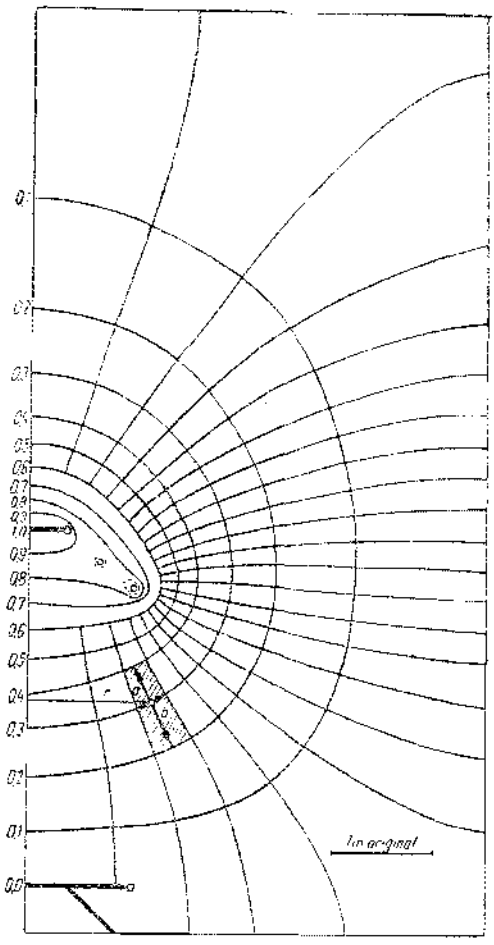


Fig. 10.31. Cîmpul electric datorit ecranului unui divizor.

fețe echipotențiale succesive determină segmente de lungime diferită pe coloana divizorului. Capacitatea între două suprafețe echipotențiale succesive se consideră capacitate longitudinală de tipul K_{01}. La evaluarea acestei capacități trebuie luate în considerare obiectele vecine divizorului.

Se poate trata acest tip de divizor ca un divizor mixt-paralel cu observarea conservării constantelor de timp R_0K_{01} în lungul divizorului. Această conservare este posibilă fie bobinînd rezistența, după o anumită lege, în mod neuniform în lungul coloanei divizorului, fie înscriind inele metalice concentrice în coloana divizorului pentru a forma capacități serie K_{0I} suficient de mari.

Divizoarele de tensiune cu ecran au valori ale rezistențelor cuprinse între 8 000 Ω și 20 000 Ω. Valoarea minimă este determinată de condiția de a limita valoarea undei reflectate U la trecerea de la linia aeriană de impedanță, care leagă generatorul de impuls, de divizorul de tensiune, la divizor. Dacă tensiunea de impuls are amplitudinea U la borna de înaltă tensiune a divizorului de rezistență R apare tensiunea $U - \Delta U$. Pentru a păstra raportul între unda reflectată și cea incidentă

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{Z/2\ R}{1 \div Z/2\ R} \tag{10.70}$$

mai mic decît 0,03 este necesar ca $R = 16{,}2\ Z$. Dacă se consideră $Z = 500\ \Omega$, impedanța caracteristică a liniei de racord, rezultă că $R \approx 8\,100\ \Omega$. Valoarea cea mai mare a rezistenței este determinată de constanta de timp a divizorului, din relația (10.63):

$$\tau_1 = \frac{RC}{k_1\pi^2}. \tag{10.71}$$

O valoare mare a rezistenței conduce la constantă mare de timp, dar în același timp odată cu creșterea valorii rezistenței poate crește și valoarea capacității C față de pămînt și deci constanta de timp crește încă mai mult.

10.3.1.5. **Influența liniei de racord.** Divizorul de tensiune se conectează în imediata apropiere a obiectului de încercat, pentru a măsura cît mai exact tensiunea la care este supus obiectul. În aceste condiții linia de racord între obiectul încercat și divizorul de tensiune are o lungime de 4 — 10 m. O asemenea linie este caracterizată de constante uniform distribuite. În raport cu lungimea racordului și cu secțiunea conductorului se poate neglija rezistența și perditanța. De asemenea capacitatea parazită a liniei de racord față de pămînt și obiectele învecinate este redusă. Inductivitatea liniei de racord este suficient de mare pentru a produce, împreună cu capacitatea divizorului, oscilații importante la borna de intrare în divizorul de tensiune. Pentru a determina răspunsul tranzitoriu, pe partea de joasă tensiune, la aplicarea excitației treaptă U la borna de înaltă tensiune se consideră figura 10.32 unde s-au reprezentat schemele echivalente ale instalației de măsură începînd cu borna obiectului încercat pînă la borna de joasă tensiune unde se obține răspunsul u. L și R_1 sînt respectiv inductivitatea și rezistența liniei de racord.

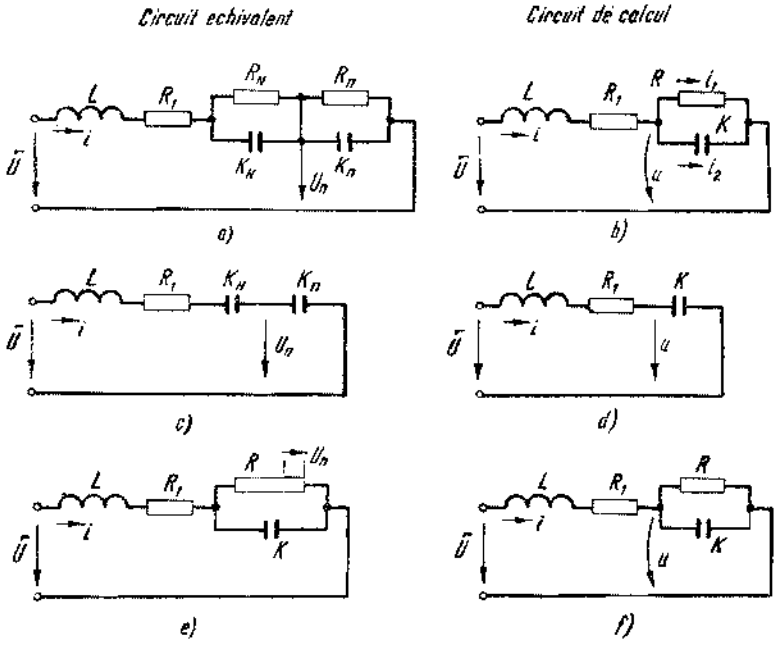


Fig. 10.32. Scheme de calcul ale divizoarelor de tensiune.

În tratarea ce urmează se consideră numai divizoarele mixt-paralel, capacitiv și rezistiv ecranat. Divizorul capacitiv se consideră ideal adică se neglijează capacitatea transversală față de pământ, iar divizorul rezistiv ecranat se consideră cu ecranare totală.

Instalația de măsură cu divizor mixt-paralel are schema echivalentă *a* din figura 10.32, iar pentru calcul se folosește schema *b*. Deoarece raportul de reducere a tensiunii este de ordinul 10^3, rezultă că $R \approx R_N$ și $K \approx K_N$. În etapa primă se calculează răspunsul u la intrarea în divizor și apoi pe baza raportului de reducere se deduce răspunsul u_n pe partea de joasă tensiune. Ecuațiile diferențiale ale schemei din figura 10.32,*b* sînt

$$\begin{aligned} U &= L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R_1 i + u, \\ \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} &= \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}, \\ i_1 &= \frac{u}{R}, \\ i_2 &= K\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}. \end{aligned} \tag{10.72}$$

Din ecuațiile (10.72) rezultă

$$KL\frac{d^2u}{dt^2}+\left(R_1K+\frac{L}{R}\right)\frac{du}{dt}+\left(\frac{R_1}{R}+1\right)u=U. \qquad (10.73)$$

Soluția în domeniul imagine este

$$\mathcal{U}=\frac{Ua}{p}\frac{1}{p^2-2p\delta+\omega_0^2},$$

unde

$$\delta=\frac{1}{2}\frac{RR_1K+L}{KLR};\quad \omega_0^2=\frac{R+R_1}{KLR};$$

$$\omega_1=\sqrt{\omega_0^2-\delta^2};\ \omega_2=\sqrt{\delta^2-\omega_0^2};\ a=\frac{1}{KL}.$$

Funcția original poate avea *două variante reprezentative.* Dacă $\omega_0^2>\delta^2$ fenomenul este oscilant amortizat, iar funcția original este

$$u=U\frac{a}{\omega_0^2}\left[1-e^{-\delta t}\left(\cos\ \omega_1 t+\frac{\delta}{\omega_1}\sin\ \omega_1 t\right)\right]. \qquad (10.74)$$

Dacă $\delta^2>\omega_0^2$ fenomenul este aperiodic, iar funcția original este

$$u=U\frac{a}{\omega_0^2}\left[1-e^{-\delta t}\left(\mathrm{ch}\ \omega_2 t+\frac{\delta}{\omega_2}\mathrm{sh}\ \omega_2 t\right)\right]. \qquad (10.75)$$

A *treia variantă* a funcției original se obține, considerînd la limită un fenomen neamortizat, adică $R_1\to 0$ și $R\to\infty$. În acest caz $\delta\to 0$, iar relația (10.74) se transformă în

$$u=\frac{Ua}{\omega_0^2}(1-\cos\omega_1 t). \qquad (10.76)$$

Acest caz, deși nu prezintă importanță practică, deoarece reprezintă un caz limită teoretic, oferă o imagine asupra răspunsului în condițiile unui divizor neamortizat suficient.

La borna de măsură de joasă tensiune se obține răspunsul

$$u=U\frac{na}{N\omega_0^2}\left[1-e^{-\delta t}\left(\cos\ \omega_1 t+\frac{\delta}{\omega_1}\sin\ \omega_1 t\right)\right], \qquad (10.77)$$

în cazul fenomenului oscilant amortizat;

$$u=U\frac{na}{N\omega_0^2}\left[1-e^{-\delta t}\left(\mathrm{ch}\ \omega_2 t+\frac{\delta}{\omega_2}\mathrm{sh}\ \omega_2 t\right)\right]. \qquad (10.78)$$

în cazul fenomenului aperiodic;

$$u=U\frac{na}{N\omega_0^2}(1-\cos\ \omega_1 t), \qquad (10.79)$$

în cazul amortizării nule, unde n/N este raportul de reducere al divizorului.

Instalația de măsură cu divizor capacitiv este reprezentată de schema *c* din figura 10.32, cu schema de calcul *d*. Deoarece $K_n \gg K_N$ se poate considera cu suficientă aproximație $K \approx K_N$. Ecuațiile diferențiale ale circuitului de calcul sînt

$$U = L\frac{di}{dt} + Ri + u$$
$$i = K\frac{du}{dt} \tag{10.80}$$

de unde rezultă

$$U = LK\frac{d^2U}{dt^2} + RK\frac{du}{dt} + u.$$

Soluția în domeniul imagine este

$$U(t) = \frac{Ua}{p}\frac{1}{p^2 + 2p\delta + \omega_0^2} \tag{10.81}$$

unde

$$\delta = \frac{1}{2}\frac{R}{L};\ \omega_0^2 = \frac{1}{LK} = a,$$
$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2};\ \omega_2 = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}.$$

Se obține aceeași funcție original ca și în cazul precedent, adică aceea dată de relațiile (10.74) ... (10.79).

Instalația de măsură cu divizor ecranat are schema echivalentă *e*, din figura 10.32. Capacitatea K este capacitatea ecranului față de pămînt, iar R rezistența divizorului. Se constată că schema de calcul *f* este identică cu schema de calcul *b*, a divizorului mixt-paralel din aceeași figură. Ca urmare răspunsul tranzitoriu va fi dat de relațiile (10.74), (10.79).

Răspunsul obținut pe partea de joasă tensiune a divizorului de tensiune este indicat în figura 10.33 aperiodic *a*, oscilant amortizat *b* și neamortizat *c*, corespunzător ecuațiilor (10.75), (10.74), (10.76) în care s-a considerat $U\frac{na}{N\omega_0^2} = 1$. Curbele astfel reprezentate constituie *răspunsuri normate*, adică situații caracteristice în tehnica măsurătorilor de impuls.

10.3.1.6. **Criterii de calitate.** Calitatea unui divizor de tensiune se stabilește pe baza timpului de răspuns sau a caracteristicii de frecvență. Timpul de răspuns se calculează, conform recomandărilor CEI [159] cu relația

$$T_r = \int_0^\infty [1 - f(t)]dt \tag{10.82}$$

unde $f(t)$ reprezintă *răspunsul indicial* în excitația treaptă.

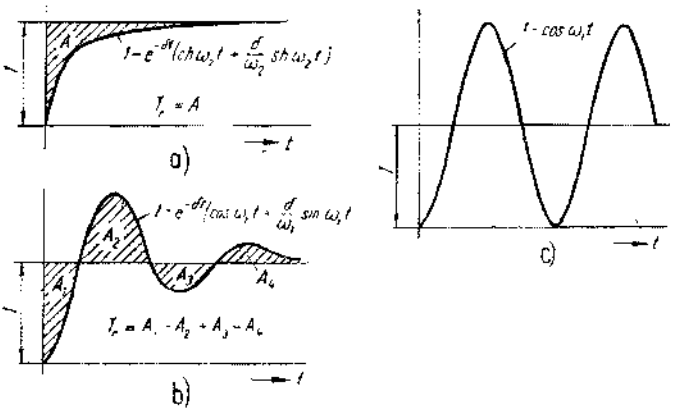


Fig. 10.33. Răspunsuri normate ale divizoarelor de tensiune.

Pentru divizoarele de tensiune studiate răspunsuri indiciale sînt

$1-e^{-\delta t}\left(\cos\omega_1 t+\frac{\delta}{\omega_1}\sin\omega_1 t\right)$, în regim oscilant amortizat;

$1-e^{-\delta t}\left(\mathrm{ch}\ \omega_2 t+\frac{\delta}{\omega_2}\,\mathrm{sh}\,\omega_2 t\right)$, în regim aperiodic;

$1-\cos\omega t$, în regim neamortizat.

Cu cît timpul de răspuns este mai mic cu atît calitatea divizorului de tensiune este mai bună. Acest raționament este valabil mai ales pentru răspunsul aperiodic, dar valabilitatea lui se extinde și asupra răspunsului oscilant, puternic amortizat.

Aprecierea calității unui divizor după criteriul timpului de răspuns nu are sens în cazul regimului neamortizat, căci acest răspuns ar fi egal cu zero, deși sistemul de măsură oscilează. Din această cauză s-a propus [81]ca sistemele de măsură cărora li se aplică criteriul menționat să nu aibă o oscilație mai mare de 3 dB. Pentru o oscilogramă de răspuns dată, timpul de răspuns se calculează ca în figura 10.33, prin efectuarea sumei algebrice a ariilor de sub și deasupra ordonatei 1 a răspunsului normat.

Se construiesc divizoare de tensiune cu valori ale timpului de răspuns cuprinse între 10 ns și 100 ns pentru tensiuni cuprinse între 100 kV și 2 MV.

Caracteristica de frecvență a unui divizor de 1,6 MV este dată în figura 10.34. Se constată că banda de frecvență a acestui divizor este extinsă pînă la 5 MHz și 6MHz, pentru o atenuare mai mică de 3 dB. Vîrful caracteristicii în jurul frecvenței de 4—5 MHz marchează rezonanța brațului de înaltă tensiune, iar creșterea amplitudinii la frecvențe de 20—30 MHz semnifică oscilația brațului de măsură de joasă tensiune.

Ca legătură între divizorul de tensiune și oscilograful catodic se folosește un cablu multifilar coaxial, cu izolație de polietilen, cu o lungime de 20 ÷ 100 m.

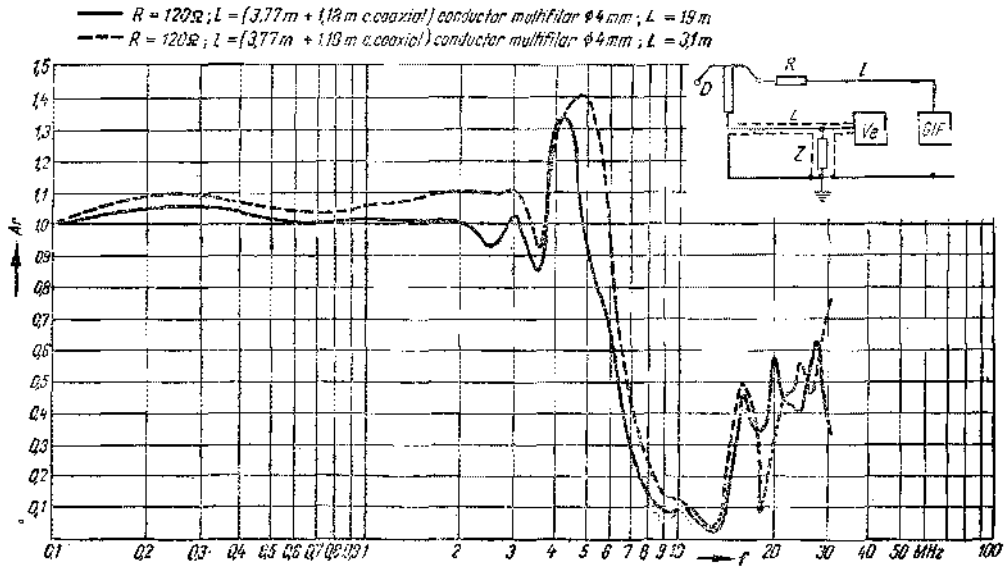

R = 120Ω ; L = (3,77 m + 1,19 m coaxial) conductor multifilar φ4 mm ; L = 19 m
R = 120Ω ; L = (3,77 m + 1,19 m coaxial) conductor multifilar φ4 mm ; L = 31 m
D
R
L
Ve
OF
Z
A
f
0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 20 30 40 50 MHz 100

Fig. 10.34. Caracteristica de frecvență a unui divizor de tensiune de 1,6 MV.

Folosirea cablului de racord — de lungime mare sau mică — este condiționată de adaptarea corectă a impedanțelor de capăt ale cablului, în scopul eliminării reflexiilor. În funcție de tipul divizorului (capacitiv sau rezistiv) se adoptă terminații speciale ale cablului. Un rol deosebit în adaptarea capetelor cablului îl are cunoașterea impedanței caracteristice Z a cablului

$$Z = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \approx \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \tag{10.83}$$

La cabluri relativ scurte și cu izolație bună se poate admite ca expresie a impedanței caracteristice forma simplificată, deși valoarea impedanței caracteristice depinde de frecvența de calcul.

În tehnica încercărilor de aparate electrice se folosește divizorul de tensiune ecranat și cel mixt-paralel la măsurarea tensiunilor de impuls și divizorul capacitiv pentru măsurarea tensiunii oscilante de restabilire. La alegerea acestui echipament de măsură un rol important îl joacă solicitarea termică a dispozitivului de măsură. La folosirea unui divizor capacitiv solicitarea termică este practic nulă chiar dacă dispozitivul rămîne sub tensiune o durată nedeterminată. Dimpotrivă, folosirea unui divizor rezistiv, avînd în vedere o dimensionare economică, necesită folosirea dispozitivului numai în regim de scurtă durată, cum este regimul tensiunii de impuls.

10.3.2. Șunturi

Măsurarea curenților intenși și cu variații rapide, în tehnica încercărilor aparatelor electrice, nu este posibilă cu ajutorul transformatoarelor de curent normale. Astfel la măsurarea unui curent de scurtcircuit asimetric, un transformator de măsură nu transmite în secundar componenta aperiodică; la măsurarea curentului post arc dispozitivul de măsură trebuie să transmită frecvența de ordinul 10^6 Hz; la măsurarea curentului de impuls într-un descărcător electric dispozitivul de măsură nu trebuie să deformeze unde de impuls de forma 10/20 μs. Din motivele menționate dispozitivul cel mai indicat pentru măsurarea curenților intenși cu variații rapide rămîne șuntul și anume șuntul coaxial și șuntul coaxial compensat. La măsurarea curenților intenși cu variații rapide, cu ajutorul șuntului, trebuie observat atît fenomenul de refulare al curentului, ceea ce conduce la noțiunile de *răspuns intrinsec* și *timp de răspuns intrinsec al șuntului* cît și fenomenul de deformare a semnalului de intrare, datorit circuitului de măsură.

10.3.2.1. **Timpul de răspuns intrinsec al șuntului. Conductorul circular plin.** La aplicarea unei excitații treaptă de curent I, unui conductor circular plin, densitatea de curent în interiorul conductorului are expresia [86].

$$J(r,\ t)=\frac{I}{\pi a^2}\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{J_0\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)}\,e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \tag{10.84}$$

unde: a — raza conductorului;
r — raza curentă;
$T_k=\frac{\sigma\mu_0 a^2}{\beta_k^2}$ — constanta de timp de ordinul k;
$\sigma,\ \mu_0$ — conductivitatea și permeabilitatea materialului;
J_0, J_1 — funcțiile Bessel de prima speță și de ordinul 0 și 1;
β_k — rădăcinile funcției $J_1(\beta_k)=0$.

Răspunsul în tensiune, care se măsoară la bornele conductorului de lungime l, este

$$u(t)=J_e\frac{l}{\sigma}=\frac{I}{\pi a^2}\frac{l}{\sigma}\left[1+\sum_{k=1}^{\infty}e^{-t/T_k}\right]. \tag{10.85}$$

Timpul de răspuns intrinsec al conductorului circular plin se calculează cu relația (10.82) și este

$$T_r=\int_0^{\infty}\left[1-\left(1-\sum_{k=1}^{\infty}e^{-t/T_k}\right)\right]dt=-\sum_{k=1}^{\infty}T_k=-\frac{\sigma\mu_0 a^2}{8}. \tag{10.86}$$

Calculele numerice pentru materialele utilizate curent în fabricarea șunturilor (manganina) arată că, pentru a obține valori ale timpului de răspuns de ordinul nanosecundelor, este necesar ca diametrul firului să fie sub un mm. Deci pentru a obține un timp de răspuns acceptabil, la măsurarea unui curent intens, se recomandă folosirea șunturilor bifilare în paralel, construite cu fir de diametru redus. La folosirea acestui tip de șunt, în cazul măsurării unor curenți cu un front drept, apare implicația producerii unei supratensiuni inițiale, deoarece densitatea de curent pentru $t\to 0$, tinde către infinit la periferia conductorului.

Conductorul cilindric tubular. În cazul excitației treaptă de curent I, cînd peretele tubului este relativ subțire relația *aproximativă* pentru densitatea de curent pe peretele interior al tubului este [87]:

$$J_t(t)=\frac{I}{2\pi r_i \delta}\left[1-2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k e^{-t/T_k}\right] \tag{10.87}$$

cu $T_k=\sigma\mu_0\delta^2/k^2\pi^2$ și δ — grosimea tubului.

Răspunsul în tensiune, la bornele interioare ale tubului, este

$$u(t)=J_t\frac{1}{\sigma}=\frac{I}{2\pi r_i \delta}\frac{1}{\sigma}\left[1+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k e^{-t/T_k}\right] \tag{10.88}$$

iar timpul de răspuns calculat cu relația (10.82) rezultă

$$T_r=\int_0^{\infty}\left[1-\left(1+2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k e^{-t/T_k}\right)\right]dt=-2\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k T_k=$$

$$=\sigma\mu_0\delta^2/6=2{,}094\cdot 10^{-7}\ \sigma\delta^2 \text{ s}. \tag{10.89}$$

Timpul de răspuns exact al conductorului cilindric tubular, de-a lungul peretelui interior, a fost calculat recent de V. Hortopan [83] pentru orice grosime a peretelui tubului și are expresia

$$T_r=\frac{r_e^2-r_i^2}{r_e r_i}\sum_{k=1}^{\infty}A_k T_k \tag{10.90}$$

unde s-a notat

$$A_k=\frac{1}{\dfrac{J_1(mx_k)}{J_1(x_k)}-\dfrac{J_1(x_k)}{J_1(mx_k)}}$$

$$T_k=\frac{\sigma\mu_0 r_i^2}{x_k}$$

$x_k=jr_k r_i$ — rădăcina ecuației $J_1(x_k)N_1(m\ x_k)-N_1(x_k)J_1(mx_k)=0$
$m=r_e/r_i$ — raportul între raza interioară și cea exterioară.

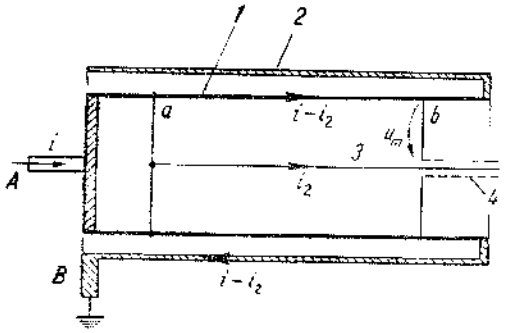


Fig. 10.35. Șuntul coaxial:
1 — cilindru rezistiv; 2 — ecran cilindric; 3 — conductor de măsură; 4 — cablu coaxial.

Conductorul cilindric tubular este folosit la realizarea șuntului coaxial a cărui schiță este indicată în figura 10.35. Tensiunea de măsură u_m evaluată prin parcurgerea conturului pe peretele interior al tubului este

$$u_m = J_i \frac{l}{\sigma} + \frac{d\Phi}{dt}. \tag{10.91}$$

Deoarece în interiorul tubului fluxul magnetic al curentului $i-i_2 \approx i$ este nul rezultă că

$$u_m \approx u = J_i \frac{l}{\sigma} \tag{10.92}$$

unde J_i este densitatea de curent pe peretele interior al tubului rezistiv. Deci timpul de răspuns corespunzător va fi cel calculat cu relațiile corespunzătoare densității de curent de pe peretele interior al tubului adică cu relațiile (10.89) sau (10.90). Se observă că, pe tubul rezistiv l, căderea de tensiune este luată între punctele a și b, adică pe o lungime mai mică a tubului, pentru a se elimina efectele de capăt. Curentul de măsură i_2 este neglijabil în raport cu curentul principal i. Astfel i poate fi de ordinul 10 kA, iar i_1 de ordinul 0,01 A. Cilindrul rezistiv l se așază în interiorul unui ecran, format dintr-un material conductor electric, în scopul protejării șuntului împotriva cîmpurilor electromagnetice exterioare.

10.3.2.2. **Timpul de răspuns al instalației de măsură.** Schema electrică de montaj a unui șunt este indicată în figura 10.36. Șuntul este simbolizat prin rezistența R, iar legătura între șunt și oscilograful catodic OC se realizează prin cablu coaxial adaptat cu impedanța Z. Curentul de măsură este i_2, iar curentul prin șuntul R este $i-i_2$, unde i este curentul intens, care trebuie măsurat.

Șuntul ideal. În figura 10.37 se prezintă schema electrică echivalentă schemei de montaj a șuntului în cazul cînd rezistența R a șuntului este considerată constantă și deci nu se ține seamă de timpul de răspuns intrinsec al șuntului

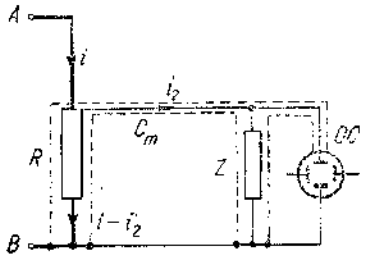


Fig. 10.36. Schema electrică de montaj a unui șunt.

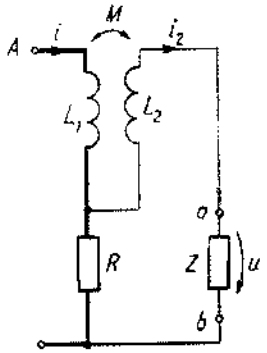


Fig. 10.37. Schema echivalentă pentru R=const.

Ecuațiile de funcționare, în ipoteza unui cuplaj substractiv între circuitul de curent intens și circuitul de măsură sînt:

$$(i-i_2)\ R=L_2\frac{di_2}{dt}-M\frac{di}{dt}+u$$

$$i_2=\frac{u}{Z} \tag{10.93}$$

$$\frac{di_2}{dt}=\frac{1}{Z}\cdot\frac{du}{dt}$$

unde: M — inductivitatea mutuală între circuitul de curent intens și circuitul de măsură;
L_2 — inductivitatea circuitului de măsură;
u — tensiunea la bornele impedanței Z de adaptare.

La aplicarea unei excitații treaptă de curent de amplitudine U se obține răspunsul în tensiune

$$u=I\left[\frac{a}{b}-\left(\frac{a}{b}-\frac{c}{L_2}\right)e^{-t/\tau}\right] \tag{10.94}$$

cu notațiile:

$$a=ZR;\ b=Z+R;\ c=ZM;\ \tau=L_2/b. \tag{10.95}$$

Analiza relației (10.94) conduce la stabilirea următoarelor tipuri posibile de răspunsuri:

Cazul 1. Este îndeplinită condiția

$$\frac{a}{b}-\frac{c}{L_2}<\frac{a}{b},\ \text{dar pozitiv}. \tag{10.96}$$

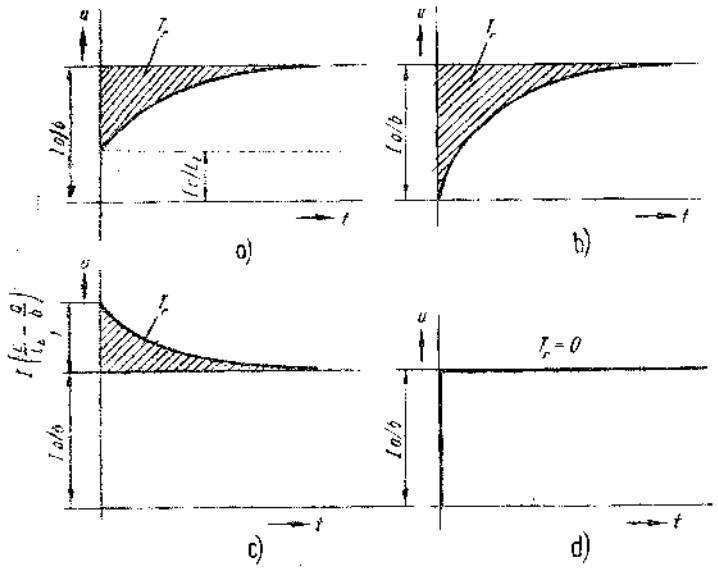


Fig. 10.38. Răspunsul la excitație treaptă pentru R=const.

Răspunsul este desenat în figura 10.38, *a*, iar șuntul se numește *subcompensat.*

Cazul 2. Dacă inductivitatea mutuală M tinde către zero rezultă că $M/L_2 \to 0$ și $c/L_2 \to 0$, iar răspunsul, reprezentat în figura 10.38, *b*, are ca expresie

$$u = I\frac{a}{b}(1 - e^{-t/\tau}). \tag{10.97}$$

Acesta este cazul *șuntului coaxial* căci, în acest caz, nu există cuplaj magnetic între circuitul de curent intens și cel de măsură. Timpul de răspuns al acestei scheme este $T_r = \tau$ și deci pentru a reduce la minimum timpul de răspuns este necesar ca $\tau = L_2/(Z+R)$ să aibă valori cît mai mici. La acesta se ajunge prin: folosirea cablului coaxial în circuitul de măsură, diminuîndu-se astfel la minimum inductivitatea circuitului de măsură; adoptarea unui cablu coaxial cu o impedanță caracteristică Z cît mai mare, de exemplu, Z=70 Ω în loc de Z=30 Ω; construirea unui șunt cu o rezistență cît mai mare.

Cazul 3. Este îndeplinită condiția

$$\frac{c}{L_2} > \frac{a}{b}; \quad \text{deci} \quad \frac{a}{b} - \frac{c}{L_2} < 0. \tag{10.98}$$

Răspunsul în tensiune este reprezentat în figura 10.38, *c*, iar șuntul se numește *supracompensat.*

Cazul 4. Este îndeplinită condiția $a/b=c/L_2$, iar răspunsul are forma $u=I\,a/b$, adică de formă treaptă ca și excitația. În acest caz șuntul se numește *compensat*. Condiția compensării

$$\frac{R}{Z+R}=\frac{M}{L_2} \tag{10.99}$$

presupune că între circuitul de curent intens și circuitul de măsură există un cuplaj magnetic substractiv. Se demonstrează astfel teoretic că este posibil ca un șunt să obțină un timp de răspuns nul [82]. Practic, cuplajul între cele două circuite se realizează, la un șunt coaxial, prin realizarea unei bobine plasate între cilindrul rezistiv și ecran, bobina parcursă de curentul de măsură.

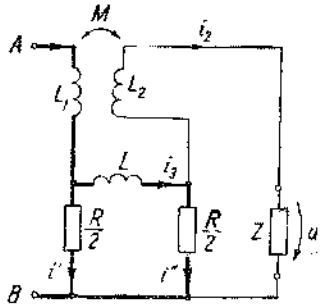


Fig. 10.39. Schema echivalentă pentru șuntul cu rezistența variabilă.

Șuntul cu rezistență variabilă. Considerarea timpului de răspuns intrinsec al șuntului, adică a variației rezistenței șuntului la aplicarea unei excitații treaptă de curent conduce la stabilirea unei scheme electrice echivalente ca în figura 10.39. În această schemă șuntul este reprezentat printr-un cuadripol în π format din două rezistențe de valoare $R/2$, R fiind rezistența șuntului în curent continuu, și din inductivitatea L. Această reprezentare echivalentă are drept criteriu egalitatea între timpul de răspuns intrinsec al șuntului și timpul de răspuns al cuadripolului în π [83, 139], în ipoteza conservării rezistenței R în regim permanent.

Timpul de răspuns intrinsec este dat de relația (10.89) iar al circuitului în π este

$$T_{r\pi}=\int_0^\infty\left[1-(1-e^{-4Rt/L})\right]dt=L/4R; \tag{10.100}$$

Prin egalarea relațiilor (10.89) cu (90.100) se obține inductivitatea din cuadripolul în π

$$L=\frac{2}{3}R\sigma\mu_0\delta^2. \tag{10.101}$$

Ecuațiile de funcționare ale schemei din figura 10.39 sînt

$$\begin{aligned}
&2R(i-i_3)-L\frac{di_3}{dt}-2R\,(i_3-i_2)=0\\
&2R\,(i_3-i_2)-u-L_2\frac{di_2}{dt}+M\frac{di}{dt}=0\\
&u=Zi_2.
\end{aligned} \tag{10.102}$$

Din aceste ecuații, prin aplicarea excitației treaptă de curent, se obține [88], răspunsul în tensiune (la plăcile oscilografului)

$$u(t)=I\left\{\frac{RZ}{R+Z}+\frac{2RZ}{LL_2}e^{-\alpha t}\left[\frac{\operatorname{sh}\omega_e t}{\omega_e}\left(2M-\frac{LM}{2R}\alpha-\frac{2R\alpha}{\omega_0^2}\right)+\right.\right.$$
$$\left.\left.+\operatorname{ch}\omega_e t\left(\frac{LM}{2R}-\frac{2R}{\omega_0^2}\right)\right]\right\} \qquad (10.103)$$

cu notațiile

$$\alpha=\left(\frac{2L_2+L}{Z}+\frac{L}{2R}\right)\frac{RZ}{LL_2};\quad \omega_0^2=\left(\frac{R}{Z}+1\right)\frac{RZ}{LL_2} \qquad (10.104)$$
$$\omega_e=\sqrt{\alpha^2-\omega_0^2};\quad \alpha^2>\omega_0^2.$$

Pentru un șunt coaxial $M=0$ răspunsul în tensiune rezultă

$$u(t)=\frac{RZ}{R+Z}I\left[1-e^{-\alpha t}\left(\operatorname{ch}\omega_e t+\frac{\alpha}{\omega_e}\operatorname{sh}\omega_e t\right)\right] \qquad (10.105)$$

cu timpul de răspuns calculat cu relația (10.82)

$$T_r=2\alpha/\omega_0^2. \qquad (10.106)$$

Considerarea timpului de răspuns intrinsec și deci a cuadripolului echivalent șuntului conduce la concluzia, după cum arată relația (10.104), că nu mai este posibil să se obțină, în nici o condiție fizică plauzibilă, un răspuns de forma excitației treaptă, dar este posibil să se compenseze șuntul prin alegerea unei inductivități mutuale potrivite.

Observații. a) Inductivitatea L_2 este inductivitatea conductorului central de măsură din interiorul tubului rezistiv.

b) Timpul total de răspuns se obține prin însumarea, la valoarea obținută cu relația (10.105), a timpului de răspuns al oscilografului catodic.

10.3.3. **Producerea excitației treaptă**

Pentru măsurarea timpului de răspuns a unui dispozitiv de măsură șunt sau divizor de tensiune este necesar a se produce excitația treaptă de curent respectiv treaptă de tensiune. În figura 10.40, *a* se prezintă una din schemele electrice folosite [117] pentru obținerea treptei de curent. Condensatorul *4* de aproximativ 1 μF este încărcat la tensiunea de 6—10 kV cu redresorul *1* prin rezistența de protecție *2* de 0,1 MΩ. Acest condensator servește ca acumulator de energie pentru cablul coaxial *5*, care este folosit drept condensator cu inductivitate internă minimă. Acest cablu coaxial se încarcă prin intermediul rezistenței *5* de aproximativ 4 MΩ. Cablul coaxial *5* se descarcă repetat, cu o frecvență de 20—30 Hz, pe rezistența șuntului *7*, care se încearcă prin autoamorsarea eclatorului *6*. Pentru a diminua durata proprie de acționare a eclatorului *6* la cîteva monosecunde, se recomandă ca descărcarea acestuia să aibă loc în

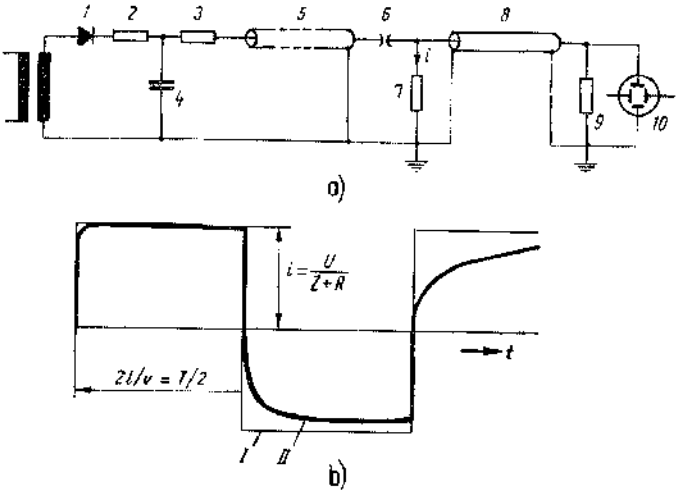


Fig. 10.40. Producerea excitației treaptă de curent:
a — schema electrică; *b* — diagrama curentului; *I* — teoretic; *II* — experimental.

azot uscat la o presiune de 6—10 at. Căderea de tensiune pe șuntul *7* este transmisă osciloscopului *10* prin intermediul cablului de măsură *8*, adaptat cu impedanța caracteristică *9*.

Se observă că la descărcarea cablului, una din extremitățile acestuia este liberă, iar cea de-a doua este în scurtcircuit. Curentul de descărcare are amplitudinea $i=U/(R+Z)$, unde U este tensiunea de încărcare a cablului, R este rezistența șuntului, iar Z este impedanța caracteristică a cablului. Cum $R \ll Z$ rezultă că practic $i \approx U/Z$. Cablul oscilează pe un sfert de lungime de undă și de aceea durata unei semiperioade $T/2$ este $2\,l/v$, unde l este lungimea cablului, iar $v=1/\sqrt{L_0 C_0}$. Viteza de propagare v se calculează ținînd seama de expresia impedanței caracteristice $Z=\sqrt{L_0/C_0}$ a cablului și prin măsurarea capacității cablului. Lungimea l a cablului trebuie să fie suficient de mare pentru ca prima alternanță de curent să poată ajunge la o valoare stabilizată. Cu un asemenea dispozitiv se pot obține excitația treaptă de curent cu un timp de creștere al frontului de 1—2 ns, dacă eclatorul se află în gaz sub presiune și de 4—6 ns dacă eclatorul se află la presiunea atmosferică.

Dispozitivul menționat poate fi utilizat și la determinarea timpului de răspuns al divizoarelor de tensiune, cu condiția de a se dispune de un osciloscop cu o amplificare suficient de mare. În caz contrar, pentru determinarea timpului de răspuns al divizoarelor de tensiune se folosește metoda descărcării singulare a unui condensator încărcat la aproximativ 100 kV.

11

DATE AUXILIARE PENTRU CALCULE

11.1 MATERIALE CONDUCTOARE

	Densitatea δ kg/m³	Rezistivitatea ρ Ω_m	Coeficientul de temp. α_R grd^{-1}	Conductivitatea termică λ W/m grd
Materiale conductoare	x 10^3	x 10^{-6}	x 10^{-3}	
Aluminiu	2,7	0,029	4—4,2	220
Fier	7,86	0,1—0,15	5,5—6,2	60
Aur	19,19	0,022	4	310
Grafit	1,7—2,3	6—15	bis +500°C	0,7—145
Cupru	8,93	0,018	3,9—4,2	393
Argint	10,5	0,0163	4,1	418
Wolfram	19,3	0,055	4,2	160
Cositor	7,28	0,121	4,5	64
Alamă	8,5—8,6	0,06—0,07	3,5—4	115
Silumin	2,65	0,039	—	160
Cromnikel 65Ni 15Cr 20Fe	8,15	1,12	0,15	12
Constantan 54Cu 1Mn 45Ni	8,9	0,5	—0,03	21
Nikelină 67Cu 2Mn 31Ni	8,7	0,4	0,22	—

TABELA III.

Căldura specifică		Temperatura de topire	Căldura de topire	Rezistența la trac.	Modulul de elasticitate	Duritatea
c_1 Ws/m³ grd	c Ws/kg grd	θ_t °C	γ Ws/kg	σ N/m²	E N/m²	H N/m²
x 10^6			x 10^3	x 10^7	x 10^{11}	x 10^7
2,4	890	658	356	15—25	0,72	35—70
3,66	465	1 530	272	18—28	2,2	45—90
2,5	130	1 063	67	10—23	0,55—0,8	20
2	1 000	3 900	640	0,5—8	0,05—0,15	—
3,45	387	1 083	210	20—49	1,2 —1,3	35—95
2,44	232	960,5	105	16—40	0,6 —0,8	30— 90
2,72	141	3 380	249	100—400	3,5 —4,0	150—350
1,64	226	232	59	2,8	0,4	12
3,3	386	900	167	34— 62	0,8 —1	95—130
—	—	570	—	22— 34	0,85	55—110
3,8	467	1 390	—	77	1,75—1,9	170—280
3,65	410	1 270	—	50—80	1,5	75—190
3,54	407	1 230	—	40—50	1,3	—

11.2. MATERIALE IZOLANTE

	Rigiditatea dielectrică E_s kV/m	Permitivitatea relativă ε_r	Factorul de pierderi tgδ	Densitatea δ kg/m³
Ceramică mică	x 10^6		x 10^{-3}	x 10^3
Porțelan electrotehnic	30—35	5—6,5	17—25	2,3—2,5
Steatită	20—30	5,5—6,5	2,5—3	2,6—2,8
Oxid de titan	10—20	30—100	0,3—0,8	3,5—3,9
Mică	20—70	6—8	0,1—0,6	2,2—3,2
Micalex	14—15	8—10	15—30	2,5—3,3
Rășini de turnare și mase presate				
Bakelită cu umplutură de lemn	5—15	5—9	100—150	1,45
Bakelită cu umplutură textilă	5—10	4—7	100	1,45
Rășină epoxi	20—40	2,8—50	3—10	1,1—1,5
Rășină epoxi cu umplutură de cuarț	14—16	3—5	10—30	1,5—2,3
Stratificate				
Pertinax	15—32	4—7	20—100	1,3—1,4
Textolit	7—18	5—6	100—300	1,3—1,4
Rășină siliconică cu țesătură de sticlă	8—15	2—5	6—20	1,6—1,8
Termoplastice				
Policlorură de vinil	15—50	3,1—4	15—40	1,3—1,5
Plexiglas	40—45	3—3,6	20—70	1,19
Teflon	20—40	2—2,05	0,5	2,1—2,3
Elastomere				
Ebonită	20—30	2,5—5	2—6	1,2—1,7
Cauciuc natural	15—35	2,6—7	10—80	0,95—1,8
Berbunan	15—30	14—25	50—600	0,96—1,6
Cauciuc siliconic	15—30	2,5—8	0,4—25	1,3—1,5
Lichide				
Ulei mineral	8—20	2—2,6	0—10	0,85—0,9
Ulei siliconic	10—12	2,3—3	0—2	0,75—1,1
Clofen	15—25	4,5—7	0—2	1,3—1,95

TABELA 11.2

Căldura specifică c_1 Ws/m³ grd	Conductiv. termică λ W/m grd	Temperatura limită °C	Rezistență la compres. σ_c N/m²	Rezistența la încovoiere σ_i N/m²	Modulul de elasticitate E N/m²
x 10^6	x 10^4		x 10^7	x 10^7	x 10^{11}
1,9—2,3	11—20	1 670	45—55	6—10	0,55—0,8
2,1—2,5	20—30	1 460	85—95	12—14	0,8—1,1
2,6—2,9	30—40	1 450	30—120	9—15	—
1,9—2,6	3,4—5,9	(600)	10—17	—	1,6—2,1
—	6,3	700	15—30	6,7—10	—
2,1	3—3,5	120	18—24	6—10	0,05—0,9
0,6—2,1	3—3,8	105—120	14—20	6—8	0,06—0,10
1,4—2,2	2	100—150	11—15	9—16	0,02—0,06
—	—	120	14—25	5—10	0,08—0,16
	2,5—3	105—120	12—30	8—23	0,09—0,15
—	3—3,4	105—120	15—27	10—16	0,07—0,08
—	—	180—225	15—25	6—20	0,06—0,08
1,2—1,7	1,5—1,6	70	7,5—10	8—12	0,2—0,4
2,2	1,6—1,9	62—80	10—12	9—14	0,30
2,3	1,6	20—300	0,7—1,3	0,7—1,5	0,0025—0,0045
1,7—2,4	1,5—1,9	50—80	7,5	6—10	0,02—0,05
2,1	1,2—2,1	—30+60	—	1—3,0	3,8—10
—	2	—25÷85	—	0,7—3,0	1—7
—	3,5	—60÷180	—	0,3—1,0	0,8—3
1,8	1,3—1,7	—30			
1—1,5	1,5—1,6	—70—30			
1—1,7	1	—30÷15			

11.3. PARAMETRII LINIILOR ELECTRICE AERIENE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

11.3.1. Reactanța inductivă lineică

Linie simplă trifazată, un conductor pe fază

$$X_0 = \omega L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{d_m}{0{,}779\, r} \; [\Omega/\text{km și fază}]$$

cu ω — pulsația curentului;
L_s — inductivitatea de serviciu (se ține seama de inductivitățile mutuale);
d_m — distanță medie geometrică, $D_m = \sqrt[3]{d_{12} d_{13} d_{23}}$;
r — raza conductorului.

Linie dublă trifazată, un conductor pe fază

$$X_0 = \omega L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{D_m}{0{,}779\, r} \; [\Omega/\text{km și fază}]$$

unde distanța medie geometrică se calculează cu relația

$$D_m = \sqrt[3]{\frac{d_{12}\, d_{22}\, d_{31}\, d_{1\,II}\, d_{2\,III}\, d_{3\,I}}{d_{1\,I}\, d_{2\,II}\, d_{3\,III}}}$$

și unde indicii 1, 2, 3 se referă la prima linie iar I, II, III la a doua linie.

Pentru calcule se folosesc tabelele 11.3, 11.4 și 11.5.

TABELA 11.3

Distanța medie geometrică d_m

Tensiunea, în kV	10	15	20	30	60	110	220
d_m, în m	0,8—1	1,2—1,5	1,4—1,6	1,6—2	2,4—3,2	3,6—5,6	6,2—8

TABELA 11.4

Conductoare oțel — aluminiu

Secțiunea mm²	120/21	150/25	185/32	210/35	240/40	300/50
$2r$ mm	15,7	17,3	19,2	20,5	21,7	24,2
Secțiunea mm²	125/29	170/40	210/50	310/100	340/110	443/145
$2r$ mm	16,1	18,9	21	26,6	28,1	31,55

TABELA 11.5

Reactanțe X_L în Ω/km la linii cu conductoare multiple

Nr. conductoare × diametrul / distanța	Linie simplă cu fazele în același plan	Linie dublă cu fazele în vîrfurile unui triunghi
2×21/400	0,31[1]	0,29[1]
2×32/400	0,33[2]	0,32[2]
4×21/400	0,29[2]	0,27[2]

[1] la 220 kV; [2] la 380 kV.

11.3.2. Reactanța capacitivă lineică

Reactanța capacitivă X_C este o mărime de calcul care se determină cu ajutorul capacității de serviciu

$$X_C = \frac{1}{\omega C_s}; \quad C_s = C_p + 3\,C_f.$$

Linie simplă trifazată cu un conductor pe fază

$$X_C = \frac{\ln \frac{d_m}{r}}{\omega\, 2\pi\, \varepsilon_0} \text{ [km pe fază]}$$

Linie dublă trifazată cu un conductor pe fază

$$X_C = \frac{\ln \frac{D_m}{r}}{\omega\, 2\pi\, \varepsilon_0}.$$

Pentru calcule se folosesc tabelele 11.3, 11.4 și 11.6.

TABELA 11.

Reactanța X_C în kΩ·km pe fază la linii cu conductoare multiple

Nr. conductoare × diametrul / distanța	Linie simplă cu fazele în același plan	Linie dublă cu fazele în vîrfurile unui triunghi
2×21/400	270[1]	260[1]
2×32/400	280[2]	270[2]
2×21/400	240[2]	240[2]

[1] la 220 kV; [2] la 380 kV.

11.3.3. Rezistența echivalentă pierderilor în izolație și efectului corona

Pentru diferite tensiuni această rezistență este dată în tabela 11.7.

TABELA 11.7

Rezistența echivalentă pierderilor și efectului corona

U_n, în kV	110	220	380
R_p, în kΩ km	$(20—25)\cdot10^3$	$(30—40)\cdot10^3$	$(50—70)\cdot10^3$

Rezistența datorită pierderilor și efectului corona, care este considerată în paralel pe capacitatea liniei, poate fi echivalată cu o rezistență în serie cu inductanța de serviciu cu valoarea $R_S = X_L \cdot X_C / R_p$.

11.3.4. Constante fizice

Permitivitatea vidului	$\varepsilon_0 = 1/4\cdot9\cdot10^9$ F/m;
Permeabilitatea vidului	$\mu_0 = 4\cdot10^{-7}$ H/m;
Viteza luminii	$c = 2{,}998\cdot10^8$ m/s;
Sarcina electrică elementară	$e = 1{,}602\cdot10^{-19}$C;
Masa electronului în repaus	$m_0 = 9{,}11\cdot10^{-31}$ kg;
Constanta lui Plank	$h = 6{,}624\cdot10^{-34}$ W·s^2
Constanta lui Bolzmann	$k = 1{,}38\cdot10^{-23}$ Ws/grd.

11.3.5. Date asupra gazelor

Masa specifică ρ_m, constanta gazelor $R = \mathfrak{R}/(M) = 8\,315/(M)$, greutatea moleculară M, căldura specifică c_p; exponentul adiabatic $\varkappa = c_p/c_v$, conductivitatea termică λ.

	ρ_m 0° C, 1 bar kg/m^3	R Nm/kg °K	(M)	c_p $\frac{\text{Ws}}{\text{kg grd}}$	$\varkappa = \frac{c_p}{c_v}$	λ $\frac{\text{W}}{\text{m grd}}$
Aer	1,275	287	29	$1\cdot10^3$	1,4	0,024
O_2	1,41	260	32	$1\cdot10^3$	1,4	0,024
SF_6	6,40	57	146	$0{,}75\cdot10^3$	1,08	0,013
N_2	1,23	297	28	$1\cdot10^3$	1,4	0,024
H_2	0,089	4170	2	$14{,}2\cdot10^3$	1,41	0,176
H_2O la 100°C	0,79	460	18	$1{,}88\cdot10^3$	1,33	0,025

BIBLIOGRAFIE

1. A b e g g, K. *Beitrag zur Berechnung der Kraftwirkung zwischen zwei stromdurchflossenen, geraden Leitern in beliebiger räumlicher Lage.* În: „Bull. Oerliken", nr. 359, 1964, p. 10- 24.
2. A d a m s o n, C. ş.a. *Analytical determination of the characteristics of enclosed and oil immersed fuses.* În: Proc. IEE, part C, sept. 1961, p. 478.
3. A g a r o n i a n ţ, R. A. *Dinamika, sintez i rasciot elektromagnitov.* Moskva, Nauka, 1967.
4. A f a n a s i e v, V. V. *Konstrukţii vîkliucialuscih visokovo napriajenia.* Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, 1959.
5. A n t o n i u, I. Ş. *Chestiuni speciale de electrotehnică.* Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1956.
6. A r e n t, W. G. *Le nouveau parafoudre ASEA à soufflage.* „ASEA-Revue", 34, 1, 1962.
7. A s s o c i a t e d E l e c t r i c a l I n d u s t r i e s. *First British vacuum contactor.* În: „Electr. Rev.", 177, 1965, 20, p. 709—710.
8. A v r a m e s c u, A. *Calculul încălzirii staţionare a contactelor electrice.* În: Electrotehnica, 1, nr. 9, 1953, p. 25—35.
9. A v r a m e s c u, A. *Contribuţii la calculul încălzirii contactelor electrice plane finite.* Com. Acad. R.P.R., 9, 1959, nr. 2, p. 105—113.
10. A v r a m e s c u, A. *Beiträge zur Erwärmungsberechnung elektrischer Leiter (Zur Habilitation).* Bucureşti, Imprimeria Naţională, 1944.
11. A v r a m e s c u, A. *Über die Erwärmung punktförmiger Kontakte bei konstanter Strombelastung.* În: „Arch. Elektrotech." 33, nr. 4, 1939, p. 261—268.
12. A v r a m e s c u, A. *Über die Zeitkonstante des Skineffektes.* În: ETZ-A: 80, nr. 3, 1959, p. 78 —82.
13. A v r a m e s c u, A. *Eindringzeit des elektromagnetischen Feldes und des Wärmefeldes im Leiter.* ETZ-A 91, nr. 4, 1970, p. 235—237.
14. A v r a m e s c u, A. *Beiträge zur Berechnung der Kurzschlusserwärmung.* În: IRE, Bucureşti, 1937.
15. B a b i k o v, M. A. *Aparate electrice* (trad. din lb. rusă). Vol. I, Editura energetică de stat, 1953; vol. II, Editura tehnică, 1959.
16. B a b i k o v, M. A. *Aparate electrice de înaltă tensiune* (trad. din lb. rusă), Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
17. B a l l u s, H. *Beitrag zur Berechnung elektromagnetischer Kräfte zwischen stromführenden Leitern.* În: ETZ-A, 90, nr. 21, 1969, p. 539—544.

18. Ballensperger, P. *Forme et grandeur des surtensions apparaissant lors de la coupure des faibles courants inductifs et capacitifs dans les réseaux hautes tensions.* În: R.B.B., 47, 1960, 4, p. 195—224.
19. Baxter, H. W. *Electric Fuses.* London, Edward Arnold, 1950.
20. Barret, J. P. ş.a. *Développements récents des méthodes d'étude sur les reseaux à haute tension.* În: R.G.E., 74, nr. 5, 1965.
21. Barthold, L. O., şi Paris, L. *Étude probabiliste de la coordination de l'isolement.* În: Electra, nr. 13, mai 1970, p. 41—58.
22. Bitter, H. *Zur Frage der Lichtbogenarbeit in Hochspannung-Hochleistungs-Sicherungen.* În: Siemens-Z, 12, 1962, 25, p. 608—611.
23. Blanchaie, A., şi Bonnefois, J. *Protecţia instalaţiilor de curent alternativ de j.t. prin întreruptoare automate, limitatoare cu performanţe înalte şi realizare* (trad. IDT), În: Bull. Soc. Fr. Electr. 7, VIII, 91, 1958, p. 447—458.
24. Bonin, E., Karrenbauer, H. şi Leber, R. *Le circuit cascade Weil, nouveau circuit pour essais synthétique des disjoncteurs à très grand pouvoir de coupure.* În: Rap. 13—06. CIGRE, 1970.
25. Bonin, E., şi Thiel, H. *Der Einfluss der Plasmastrahlen auf die Kennlinien von Hochstrombogen.* În: AEG-Mitt 57, nr. 7, 1967, p. 420—424.
26. Böning, P. *Kleines Lehrbuch der Hochspannungstechnik.* Karlsruhe, G. Braun, 1955.
27. Braun, A. *Validity of unit testing on circuit — breakers exhibiting statistically varying breaking capacity.* În: CIGRE, 13—71, Sc. 24, 1971.
28. Bretschneider, G. *Die Messung der wiederkehrenden Spannung mit Hilfe des Netzmodelles.* Westdeutscher Verlag Köln u. Opladen, 1956.
29. Brom, O. B. *Forţe electrodinamice în contacte electrice.* În: Elektrotechnika (Sov.) 36, nr. 1, 1965, p. 21—23.
30. Browne, T. E. *An Aproach to Mathematical Analysis of AC Extinction in circuit Breakers.* În: AIEE Trans 78, pt. III, 1959, p. 1508- 1517.
31. Brückner, P. şi Schmitz, L. *Schaltgeräte mit extrem kurzen Schaltzeiten.* „Calor-Emag Mitt" Apr. 1956, p. 2—8.
32. Buchold, E., şi Jacobi, M. *Die Mess-und Steuereinrichtungen des Hochspannungs-Hochleistungsprüffeldes erklärt anhand einiger durchgeführter Prüfungen.* „Wissenschaftlichtechnische Mitteilungen IPH", nr. 1, 1963, p. 19—24.
33. Builov, A. J. *Principiile de construcţie ale aparatelor electrice* (trad. din l. rusă). Bucureşti, Editura energetică de stat, 1954.
34. Bul. B. K. ş.a. *Osnovi teorii elektriceskih apparatov.* (Pod. redacţiei prof. Butkevici G.B.) Moskva. Izdatelsvo Vîşşaia Şkola, 1970.
35. Carrara, G., Marzio, L. *Probabilité de claquage sous contrainte diélectrique.* În: CIGRE, Rap. nr. 33—01, 1968.
36. Cassie, A. M. şi Mason, F. D. *Post arc Conductivity in Gas-Blast Circuit-Breakers.* În: CIGRE, rap. 103, 1956.
37. Cognet, F. *Jeux des barres sous gaines coaxialles pour fortes intensités de courent.* În: RGE 70, nr. 3, 1961, p. 141—150.
38. Doetsch, G. *Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace-Transformation.* R. Oldenbourg, München, 1961.
39. Duschek, A. *Stromkräfte paralleler Leiter von rechteckigem Querschnitt.* În: Arch. Elektr. 37, 1953, p. 293—301.

40. Dwight, H. B. *Electrical Coils and Conductors*. NewYork, Mc Graw-Hill, 1945.
41. Edels, H. şi Fenton, F. H. *A theory of interruption and thermal-arc reignition*. În: Proc. Instl. electr. Eng. 110, nr. 11, 1963, p. 2082—2092.
42. Einsele, A. *Der Siemens-F-Schalter 220 kV, 15 GVA*. În: Siemens Zeits, 38, nr. 4, 1964, p. 225—228.
43. Energia (editat de): *Elektriceskie Kontakti*, Moskwa — Leningrad, 1964.
44. Erk, A. *Strombegrenzende Schnellschalter für Starkstromanlagen*. În: ETZ-B, 14, nr. 7, 1962, p. 169—174.
45. Erk, A. *Über die thermische Beanspruchung von Starkstromkontaktstücken bei Kurzzeitbelastung mit hohen Strömen*. În: ETZ-A, 85, nr. 8, 1964, p. 226—231.
46. Erk, A. şi Finke, H., *Über das Verhalten unterschiedlicher Kontaktwerkstoffe beim Einschalten prellender Starkstrom-Schaltglieder*. În: ETZ-A, 86, nr. 9, 1965, p. 297—302.
47. Erk, A. şi Schröder, K-H. *Über den Materialverlust homogener und heterogener Kontaktwerkstoffe für Schaltgeräte mit magnetischer Lichtbogenbeblasung*. În: ETZ-A, 89, nr. 16, 1968, p. 373—377.
48. Erk, A., şi Westhoff, H. *Über des Verschweissen geschlossener Starkstromkontaktstücke bei hohen Wechselströmen*. În: ETZ-A, 85, nr. 8, 1964, p. 231—238.
49. Fehling, H. *Über die Kontaktbeanspruchung an Schnellschaltern bei hohen Spitzenströmen*. În: AEG-Mitt, 48, nr. 4/5, 1958, p. 191—196.
50. Filippi, U. *Matière, Rayonnement, Energie*. Paris, Dunod, 1966.
51. Finkelnburg, W., Maecker, H. *Elektrische Bögen und thermisches Plasma. Handbuch der Physik* (S. Flügge) Bd. XXII Gasentladungen II, Berlin-Göttingen—Heidelberg, Springer-Verlag, 1956.
52. Franken, H. *Niederspannungsleistungsschalter*. Berlin-Heidelberg-New-York, Springer-Verlag, 1970.
53. Franken, H. *Schütze u. Schützensteuerungen*. Ed. 11. Berlin-Heidelberg-New York, Springer-Verlag, 1967.
54. Freyer, R. *Der Modellschalter und seine Arbeitsweise im Netzanalysator*. În: IPH-Wissenschaftlich-technische Mitteilungen, 1966, februar, p. 17, 30.
55. Frind, G. *Über das Abklingen von Lichtbogen*. În: Z. angew. Phys. 12, nr. 5, 1960, p. 231—237 şi nr. 11, p. 515—521.
56. Frind, G. *Time constants of flat arcs cooled by thermal conduction*. În: IEEE Trans on Power App. Syst., 84, nr. 12, 1965, p. 1125—1131.
57. Gary C. şi Gervais, G. *Calcul de la réponse transitoire d'une ligne triphasée à un échelon unité de tension*. În: Bull. EDF, Série B, nr. 2, 1968, p. 53—82.
58. Glavitsch, H., Ruoss Thaler, R. şi Wuthrich, H. R. *Tensions transistoires lors des manoeuvres des disjoncteurs dans les réseaux à haute tension. Surtensions de fermetrire de ligne à vide et tensions transistoires lors du déclanchement des défauts proches de transformateurs*. În: Rap. 13.05, CIGRE, 1968.
59. Göbel, W. *Der Druckschalter*. În: AEG Mitt, 52, nr. 7/8, 1962, p. 376—378.
60. Gordon, A. V. şi Slivinskaia, A. G. *Elektromagnitî peremerinozo toka*, Moskva, Energia, 1968.
61. Gordon, A. V. şi Slivinskaia, A. G. *Elechtromagnitî postoiannogo toka*. Moskva, Gosenergoizdat, 1960.

62. Gröber, Erk, Grigul. *Grundgesetze der Wärmeübertragung.* Ed. III, Springer Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1957.

63. Grütz, A. şi Hochrainer, A. *Rechnerische Untersuchung von Leistungsschaltern mit Hilfe einer verallgemeinerten Lichtbogentheorie.* În: ETZ-A, 92, nr. 4, 1971, p. 185—191.

64. Hawley, R., Zaky, A. A. şi Eldine, M. E. Z. *Insulating proprieties of high vacuum.* În: Proc. Inst. electr. Eng. 112, nr. 6, 1965, p. 1237—1248.

65. Herbst, W. *Bestimmung der Leertaufkennlinie an Leistungsschaltern.* În: AEG-Mitt., 43, nr. 9/10, 1953, p. 309—312.

66. Heroin, P. *Contribution à l'étude du courant post-arc des disjoncteurs (intern),* E.d.F., 1964.

67. Hilgarth, G. *Über die Grenzstromstärken ruhender Starkstromkontakte.* În: ETZ-A, 78, nr. 6, 1957, p. 211—217.

68. Hochrainer, A. *Prüfung von Leistungsschaltern nach dem Vier-Parameter-Verfahren.* În: ETZ-A,88 nr. 14, 1967, p. 344—346.

69. Hochrainer, A. *Das Schalten grosser Ströme.* În: AEG Mitt., 47, nr. 7/8, 1957, p. 3—15.

70. Hochrainer, A. *Eine regelungstechnische Betrachtung des elektrischen Lichtbogens (Kybernetische Theorie des Lichtbogens).* În: ETZ-A, 92, nr. 6, 1971, p. 367—371.

71. Hochrainer, A. *Einige Bemerkungen zum Stromnulldurchgang in Wechselstromschaltern.* În: E.u.M., 87, nr. 1, 1970, p. 15—19.

72. Hochrainer, A. *Zur Aequivalenz der Prüfschaltungen für Hochspannungsleistungsschalter.* În: ETZ-A, 85, nr. 6, 1964, p. 180—184.

73. Hochrainer, A. *Der Abstandkurzschluss.* În: ETZ-A, 80, nr. 3, 1959, p. 65—70.

74. R. Holm. *Electric Contacts Theory and Application.* Berlin, Heidelberg, New York, Springer Verlag, 1967.

75. Hortopan, Gh. *Relații noi privind încălzirea contactelor electrice.* În: Electrotehnica, 17, nr. 9, sept. 1969, p. 344—349.

76. Hortopan, Gh. *Relații noi privind încălzirea contactelor electrice* (II). În: Electrotehnica, 18, nr. 11, nov. 1970, p. 405—409.

77. Hortopan Gh. *Die Erwärmung der elektrischen Flächenkontakte.* 5. internationale Tagung über elektrische Kontakte. Berlin, 5.ITK 1970, VDE-Verlag, 1970.

78. Hortopan, Gh. *Aparate electrice.* București, Ed. didactică și pedagogică, 1967.

79. Hortopan, Gh. *Comutator program pentru încercarea aparatelor de comutație.* În: Electrotehnica, 7, nr. 4, 1959, p. 135—139.

80. Hortopan, Gh. *Analizor pentru cercetarea fenomenelor de comutație.* În: Bul. Inst. Pol. București, Tom XXVII, nr. 6, 1964, p. 121—131.

81. Hortopan, Gh., *Încadrarea divizoarelor de tensiune și a șunturilor în clase de precizie.* În: Electrotehnica, 13, nr. 6, iunie, 1965, p. 205—210.

82. Hortopan, Gh. *Compensarea șunturilor utilizate la măsurarea curenților cu variații rapide.* În: Electrotehnica, 13, nr. 10, oct. 1965, p. 353—357.

83. Hortopan, Gh. și Hortopan, V. *Eine allgemeine Theorie der Messwiderstände im Übergangszustand.* În: ETZ-A, 92, nr. 8, 1971, p. 470—474.

84. Hortopan, Gh. și Fitz, Gh. În: *Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneții de curent alternativ.* În: Electrotehnica, 14, nr. 1, 1966, p. 11—20.

85. Hortopan, Gh. ş.a. *Aparate electrice de joasă tensiune.* Bucureşti, Editura tehnică, 1969.

86. Hortopan, V. *Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului cilindric plin.* În: Electrotehnica 18, nr. 4, aprilie, 1970, p. 117—121.

87. Hortopan, V. *Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular.* În: Electrotehnica 18, nr. 5, mai, 1970, p. 160—166.

88. Hortopan, V. *Folosirea funcţiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate al dispozitivelor de măsură pentru curenţi cu variaţie rapidă.* În: Electrotehnica 19, nr. 4, aprilie, 1971, p. 128—133.

89. Hortopan, V. *Metode de compensare ale şunturilor coaxiale.* În: Electrotehnica, 19, nr. 6, iunie, 1971, p. 223—227.

90. Jukka, Jussila. *Berechnung und modellmässige Nachbildung dreiphasiger Energie-Übertragung.* În: ETZ-A, 84, nr. 11, 1963, p. 362—365.

91. Kalantarov, P. L. şi Teiftin, L. A. *Calculul inductanţelor* (trad. din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1958.

92. Kaplan, V. V. şi Nasatir, V. M. *Kolebatelnîi kontur dlia ispitania apparatov visokovo napriajenlia.* Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, 1960.

93. Kaplan, V. V. şi Naşatîr, V. M. *La méthode synthétique à deux fréquences pour les essais du pouvoir de coupure des disjoncteurs haute tension.* În: Rap. K I Symposium internationale, Praga, 1959.

94. Keil, A. *Werkstoffe für elektrische Kontakte.* Springer, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1960.

95. Kesselring, F. *Theoretische Grundlagen zur Berechnung der Schaltgeräte.* Sammlung Göschen 711/711 a/711 b. Berlin, Walter de Gruyter & Co., 1968.

96. Kesselring, F. şi Elenbaas, W. *Zur Frage der Berechnung des Minimumprinzips in der Theorie der Bogenentladung.* În: ETZ, 57, nr. 51, 1936, p. 1497—1500.

97. Kimm, E. *Dynamische frequenzabhängige Steuerung von Schaltvorgängen mit Logistat-Zeitsteuergerät.* În: Techn. Mitt. AEG-Telefunken, 58, nr. 1, 1968, p. 32—35.

98. Kriechbaum, K. *Über die Messung der Einschwingspannung im Netzanalysator.* În: ETZ-A, 80, nr. 7, 1959, p. 193—196.

99. Kriechbaum, K. *Schaltspannungen von Hochleistungssicherungen.* În: AEG-Mitt., 52, 1962, 7/8, 350—353.

100. Kübler, E. *Berechnung des Dämpferringes von Wechselstrommagneten.* În: ETZ A, 74, nr. 19, 1953, p. 558—560.

101. Kukekov, G. A. *Proiektirovanie vikliuciatelia peremennovo toka visokovo napriajenia.* Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, 1961.

102. Küpfmüller, K. *Einführung in die theoretische Elektrotechnik.* Berlin, Springer, Heidelberg, NewYork, 1965.

103. Kussy, W. F. *Elektrische Niederspannungsschaltgeräte und Antriebe.* Berlin, Herbert Cram, 1969.

104. Laboureť, J. *Le Phénomène du refoulement de l'arc électrique et la limite thermodynamique du pouvoir de coupure des interrupteurs pneumatiques.* În: CIGRÉ, rap. 128, 1946.

105. Leber, R. *Der AEG-Hochleistungs-Freistrahlschalter.* AEG-Mitt., nr. 2, 1967, p. 49—54.

106. Leber, R. *Die gezielte AEG-Schaltung nach Weil-Dobke.* AEG-Mitt. 52, nr. 7/8, 1962, p. 297—307.

107. Leber, R. şi Möller, K. *Forschungs-Entwicklung und Prüfung im AEG-Hochspannungsinstitut.* În: AEG-Energieverteilung, 1971, p. 79—85.

108. Lee, T. H. ş. a. *Design of Vacuum Interrupters to Eliminate Abnormal Overvoltages.* În: AIEE, Power App., 62, 1962, p. 376—384.

109. Lehmann, W. *Elektrodynamische Beanspruchung paralleler Leiter* „ETZ-A" 76, nr. 14, 1955, p. 481—488.

110. Liubcic, M. A. *Electromagneți* (trad. din l. rusă), Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

111. Maeker, H. *Plasmaströmungen in Lichtbogen infolge eigenmagnetischer Kompression.* În: Z. Physik, 141, 1955, p. 198—216.

112. Maeker, H. *Über die charakteristischen zylindrischen Bögen.* În: Z. Physik, 157, nr. 1, 1959, p. 1—29.

113. Marty, G. În: *Les disjoncteurs et la statistique.* În: RGE, 75, nr. 5, 1966, p. 632—636.

114. Mayr, O. *Beitrag zur Theorie der statischen und dynamischen Lichtbogen.* În: Arch. für Elektrotechnik, 37, 1943, p. 588—608.

115. Mayr, O. *Aufgaben und Lösungen aus der Theorie der Gasentladungen, vor allem des Lichtbogens. Anwendungen elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik.* Berlin, VDE-Verlag, 1958.

116. Messing, H-H, şi Sprang, G. *Das Niederspannungs-Hochleistungs-Prüffeld des IPH.* În: Elektric, 18, nr. 9, 1964, p. 268—270.

117. Möller, K. *Eine einfache Anordnung zum Messen der Rechteckstoss-Wiedergabe von Strom-Messwiderständen kurzer Anstiegszeit.* În: ERZ-A, 89, nr. 17, 1968, p. 414—415.

118. Müller, H-J. *Verminderung der Leistungsaufnahme von Niederspannungs-Hochleistungs-Sicherungen.* În: ETZ-A, 78, nr. 22, 1957, p. 836—841.

119. Nasko, H. *Nachbildung von leerlaufenden Leitungen im Hochleistungsprüffeld.* În: AEG-Mitt., 52, nr. 7/8, 1962, p. 317—324.

120. Neiman, L. R. şi Kaiantarov, P. L. *Bazele teoretice ale electrotehnicii* (trad. din l. rusă), Vol. I, II, III, Bucureşti, Editura tehnică, 1955—1956.

121. Ouyang, M. şi Carrara, G. *Evaluation et application des résultats des essais de choc.* În: Electra, nr. 13, mai, 1970, p. 25—39.

122. Palante, G. *Etude et conclusions des résultats de l'enquête sur les effets thermiques et dynamiques des forts courants de courtcircuit dans les perles à haute tension.* În: Electra, nr. 12, 1970, p. 51—89.

123. Pfeiffer, A. *Einpolige Synchronschalter zum Prüfen von Niederspannungs-Schaltgeräten.* În: ETZ-B, 10, nr. 12, 1958, p. 455—460.

124. Pouard, M. *Le défaut kilometrique.* În: Bull. AIM, nr. 10, 1961, p. 483—510.

125. Pouard, M. *Appareillage électrique.* În: ESE, nr. 171—172, 173, Paris, 1963, 1964.

126. Rădulet, R. *Bazele teoretice ale electrotehnicii.* Vol. I—V, Bucureşti, Lit. învățământului, Editura energetică de stat, 1954—1956.

127. Rădulet, R., Timotin, Al. *Regimul tranzitoriu în încălzirea electrică a barelor omogene pe porțiuni.* În: Studii și cercetări de energetică. Tomul XIII, nr. 4, 1963, p. 563–582.

128. Rau, G. *Thermo Bimetalle und ihre Anwendung.* E 139, 5000, 360, Pforzheim.

129. Rieder, W. *Plasma und Lichtbogen.* Viewerg & Sohn, Braunschweig, 1967.

130. Rieder, W. și Urbanek, J. *Nouveaux aspects des recherches de l'effet du passage à zéro du courant sur les réamorsages dans des disjoncteurs. Une théorie des conditions de non équilibre thermique des arcs.* Rapport 107, CIGRE, 1966.

131. Roeper, R. *Ermittlung der thermischen Beanspruchung bei nichtstationären Kurzschluss-Strömen.* În: ETZ, 70, 1949, p. 131—135.

132. Rols, R. *Calcul des chutes de tension et des efforts électrodynamiques dans les conducteurs.* În: Techniques de l'ingénieur, Paris, 1938.

133. Roters, H. *Electromagnetic Devices.* London, John Wiley & Sons, 1963.

134. Roth, A. *Hochspannungstechnik.* Springer, Wien, 1959.

135. Rziha, E. v. *Starkstromtechnik,* Band II, Berlin, Ernst Sohn, 1960.

136. Schmidt, E. *Beitrag zum dynamischen Berlin Lichtbogenverhalten im Stromnulldurchgang von Wechselstromschaltern. Anwendungen elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik.* Berlin, VDE-Verlag, 1958.

137. Schmitz, H. *Thermische Beanspruchung und Festigkeit elektrischer Leiter für Schaltanlagen.* În: ETZ-A, 79, nr. 16, 1958, p. 567—571.

138. Schneider, K. și Frischmann, W. *Die Notwendigkeit der Schaffung von Hochleistungsprüffeldern und das neue Hochleistungsprüffeld der DDR.* În: Elektrie, 18, nr. 9, 1964, p. 258—264.

139. Schwab, A. *Hochspannungsmesstechnik.* Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1969.

140. Sieber, P. *Über den Einfluss von Resonanzerscheinungen auf die mechanische Kurzschlussfestigkeit von biegesteifen Stromleitern.* În: AEG-Mitt., 49, nr. 6/7, 1959, p. 322—328.

141. Simonyi, K. *Theoretische Elektrotechnik.* Berlin, Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1956.

142. Slamecka, E. *Das Schalten kleiner Ströme.* AEG-Mitt. 47, nr. 7/8, 1957, p. 247-264.

143. Slamecka, E. *Prüfung von Hochspannungs-Leistungsschaltern.* Springer, Berlin-Heidelberg-New York, 1966.

144. Slamecka, E. *Ausgleichvorgänge beim Ausschalten von kurzgeschlossenen und beim Ein- und Ausschalten von offenen elektrischen Leitungen.* ETZ-A 87, nr. 15, 1966, p. 545—550.

145. Smelcher, T. *Kurzschluss-Schutz und Selektivität.* ETZ-B 9, nr. 11, 1957, p. 426—431.

146. Steel, J. G. ș. a. *Statistics of circuit breaker performance.* În: Proc. IEE, 117, nr. 7, 1970, p. 1337—1345.

147. Thiel, H. G. *Turbulence controlled high-power arc with different electron and gas temperatures.* În: Proc. IEEE, 59, nr. 4, 1971, p. 508—517.

148. Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A. și Preda, M. *Lecții de bazele electrotehnicii.* București, Editura didactică și pedagogică, 1970.

149. Titz, G. *Forțe electrodinamice în sisteme trifazate.* În: Electrotehnica, 15, nr. 9, 1967, p. 337—343.
150. Trencham, H. *Circuit Breaking.* Butterworth Scientific Publication, London 1953.
151. Teirov, E. M. *Voprosi termodinamiki vozdușnih vîkliucatelei.* Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.
152. Țugulea, A. *Cîmpul electromagnetic cuasistaționar al conductoarelor rectilinii parcurse de curenți alternativi în prezența ecranelor electromagnetice cilindrice.* În: Studii și cercetări de energetică și electrotehnică, 14, nr. 4, 1964, p. 807—837.
153. Vogelsanger, E. *Recherches sur l'extinction de l'arc dans des disjoncteurs à faible volume d'huile.* În: CIGRE rap. 121, 1946.
154. Wagner, E. *Contribuții la calculul supratensiunilor la conectarea liniilor de transport la un sistem cu putere de scurtcircuit finită.* În: Electrotehnica, 18, nr. 6, iun. 1970, p. 193—199.
155. Wilson, W. R. și Mankoff, L. L. *Short-circuit Forces in isolated phase Busses.* În: Trans. AIEE, Part. III A, Power Apparatur a. S., 73, 1954, p. 382—396.
156. Zalesski, A. M. *Elektriceskaia duga otkliocenia.* Moskva-Leningrad, Gos. Energ. Izd. 1963.
157. Zückler, K. *Beitrag zum Rückstauproblem in Hochspannungs-Leistungsschaltern.* În: ETZ-A, 90, nr. 26, 1969, p. 711—714.
158. CEI. *Publication 56—1. Disjoncteurs à courant alternatif haute tension.* Genève, 1971.
159. CEI. *Publication 60. Recommandation pour la technique des essais à haute tension.* Genève, 1962.
160. CEI. *Publication 71. Coordination de l'isolement.* Genève, 1967.
161. CEI. *Publication 282—1. Coupe circuit à fusibles haute tension.* Genève, 1968.
162. CEI. *Publication 269—1. Coupe circuit à basse tension à haute pouvoir de coupure pour usage industriel et analogues.* Genève, 1968.
163. CEI. *Publication 265, Interrupteurs à haute tension.* Genève, 1968.

Coli de tipar 45,500
tiraj 3500+110 leg. 1/1

I.P. „Oltenia" Craiova
Str. Mihai Viteazul nr. 4
Republica Socialistă România
comanda 117/5119

E R A T A

Pag.	Rîndul	În loc de:	Se va citi:
36	rel. (2.50)	$\$u$	$\mathfrak{L}u$
53	4,13,19	$u(t)$	$\underset{\sim}{u}(t)$
54	3	$u(t)=\mathrm{Im}[u(t)]$	$u(t)=\mathrm{Im}[\underset{\sim}{u}(t)]$
93	rel. (3.97)	$\mathbf{r}$	σ
93	tabela 3.8	x	x
241	rel. (6.36)	$(\beta+1)$	$(\beta+l)$
273	5 de jos	α	Υ
329	4 de jos	x	$\times$
389	14	$i_2=$	$\mathfrak{L}i_2=$
613	10	$1\gg f_\theta$	$l\gg f_\theta$